

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

ANDRÉ DE SOUZA LEONE

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR DE TRÊS PORTAS ISOLADO  
COM COMUTAÇÃO SUAVE

CURITIBA

2019

ANDRÉ DE SOUZA LEONE

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR DE TRÊS PORTAS ISOLADO  
COM COMUTAÇÃO SUAVE

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Sistemas de Energia, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná como parte das exigências para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. João Américo Vilela Junior

CURITIBA

2019

Catálogo na Fonte: Sistema de Bibliotecas, UFPR  
Biblioteca de Ciência e Tecnologia

L589p

Leone, André de Souza

Projeto e implementação de um inversor de três portas isolado com comutação suave [recurso eletrônico] / André de Souza Leone. – Curitiba, 2019.

Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica, 2019.

Orientador: João Américo Vilela Junior.

1. Conversores de corrente elétrica. 2. Inversores elétricos. 3. Energia elétrica. I. Universidade Federal do Paraná. II. Vilela Junior, João Américo. III. Título.

CDD: 623.76

Bibliotecária: Vanusa Maciel CRB- 9/1928



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
SETOR DE TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ  
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ENGENHARIA  
ELÉTRICA - 40001016043P4

## TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **ANDRE DE SOUZA LEONE** intitulada: **Projeto e Implementação de um Inversor de Três Portas Isolado com Comutação Suave**, sob orientação do Prof. Dr. **JOÃO AMERICO VILELA JUNIOR**, que após terem inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua **APROVAÇÃO** no rito de defesa.

A outorga do título de mestre está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

CURITIBA, 21 de Agosto de 2019.

JOÃO AMERICO VILELA JUNIOR

Presidente da Banca Examinadora (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

ARNALDO JOSÉ PERIN

Avaliador Externo (UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA)

ROMAN KUIAVA

Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

ANDRÉ AUGUSTO MARIANO

Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

## **AGRADECIMENTOS**

Gostaria de agradecer aos meus pais, Eugênio e Emília, que sempre foram meu exemplo de vida, dedicação e humildade.

Aos meus irmãos, Roberta e Diogo, que estão distantes, mas que nunca estiveram tão perto.

A minha esposa Vanessa que sempre me apoiou e que dividiu seu tempo comigo para eu poder me dedicar a esse projeto.

Ao professor João Américo pela orientação, por compartilhar seu conhecimento e pelo incentivo nos momentos difíceis.

Aos Professores João Rebelatto e Glauber Brante pela confiança.

Aos meus colegas de laboratório pela troca de conhecimento e momentos de descontração.

A minha família e aos meus amigos que me acompanharam durante essa jornada. Incluindo o Fábio, pela aula de solda em SMD.

## RESUMO

O objetivo desse trabalho é projetar e implementar um inversor de três portas isolado com comutação suave. O inversor em estudo gerencia o fluxo de energia elétrica produzida por painéis fotovoltaicos para a bateria e para a rede CA. Um sistema típico de produção de energia elétrica com essas características utiliza três conversores. O inversor de três portas unifica os três conversores em apenas um dispositivo. Sua topologia é classificada como parcialmente isolada e seu circuito é formado por um inversor em ponte completa *unfolding* integrado com um conversor elevador. Seu controle é realizado através de duas variáveis. A primeira é o ângulo da modulação por deslocamento de fase, que gerencia o fluxo de potência do barramento principal para a rede CA. A segunda variável é a razão cíclica do conversor elevador que realiza o controle do fluxo de potência do painel fotovoltaico para a bateria. O circuito do inversor de três portas é implementado em ambiente de simulação e um protótipo de 200 W é construído com o objetivo de validar a topologia proposta e medir a eficiência de operação. Como resultado, o inversor de três portas proposto foi capaz de injetar uma corrente na rede CA ao mesmo tempo em que alcançava o ponto de máxima potência do painel fotovoltaico. Os interruptores da ponte completa apresentaram comutação com zero de tensão. Sua eficiência ficou entre 87% a 96% e foi capaz de operar nos três modos, dupla entrada, dupla saída e uma entrada e uma saída. Entre as principais contribuições desse projeto estão a validação da topologia proposta e o modelo de modulação aplicado ao inversor de três portas proposto.

Palavras-chave: Inversor de Três Portas. Conversor de Três Portas. Inversor em Ponte Completa *Unfolding*.

## ABSTRACT

The objective of this work is to design and implement an isolated three-port inverter with zero voltage switched. Its function is to manage the flow of electric energy produced by photovoltaic panels to the battery and to the AC power grid. A typical power generation system with these characteristics uses three converters. The three-port inverter unifies the three converters in only one device. Its topology is classified as partly-isolated and its circuit is formed by a full bridge inverter unfolding interleaved with a boost converter. Its control is performed through two variables. The first is the phase shift modulation angle, which manages the power flow of the main bus to the AC power grid. The second variable is the cyclic ratio of the boost converter that controls the power flow of the photovoltaic panel to the battery. The three-port inverter circuit is implemented in simulation environment and a 200 W prototype is constructed with the purpose of validating the topology and measuring the efficiency of operation. As a result, the proposed three-door inverter was able to inject current into the AC grid while achieved the maximum power point of the photovoltaic panel. The complete bridge switches presented zero voltage switching. Its efficiency ranged from 87% to 96% and was able to operate in three modes, double input, double output and one input and one output. Among the main contributions of this project are the validation of the topology used and the modulation model applied to the proposed three-port inverter.

**Keywords:** Three Doors Inverter. Three Doors Converter. Unfoling Full Bridge Inverter.

## LISTA DE SIGLAS

A/D	- Analógico/Digital
ANEEL	- Agência Nacional de Energia Elétrica
AWG	- American Wire Gauge
CPU	- Central Processing Unit
CTP	- Conversor de Três Portas
FFT	- Fast Fourier Transform
FT	- Função de Transferência
MDFM	- Modulação por Deslocamento de Fase Modificada
MLT	- Mean Length per Turn
MOSFET	- Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPPT	- Maximum Power Point Tracking
PROGD	- Programa de Geração Distribuída
PWM	- Pulse Width Modulation
SMD	- Surface-Mount Device
VDS	- Voltage Drain to Source
VGS	- Voltage Gate to Source
ZVS	- Zero Voltage Switching



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\mu_0$	- Permeabilidade do núcleo magnético
$A_c$	- Área da secção transversal do núcleo
$\alpha_x$	- Variável de saída do compensador de corrente
$A_w$	- Área da janela do núcleo
$B_{max}$	- Densidade de fluxo máxima
$C$	- Capacitor do filtro de saída
$C_{bat}$	- Capacitor paralelo a bateria
$C_{oss}$	- Capacitância dreno-fonte do MOSFET
$C_{rx}$	- Capacitor parasita do interruptor MOSFET
$C_{Sx}$	- Capacitor do circuito <i>snubber</i>
$D$	- Razão cíclica do primário do transformador
$D_{max}$	- Razão cíclica máxima do primário do transformador
$D_{pv}$	- Razão cíclica do conversor elevador
$D_{pvmáx}$	- Razão cíclica máxima do conversor elevador
$D_{pvméd}$	- Razão cíclica média do conversor elevador
$D_{pvmín}$	- Razão cíclica mínima do conversor elevador
$D_{Sx}$	- Diodo do circuito <i>snubber</i>
$D_x$	- Diodo no secundário do transformador
$E_x$	- Erro do compensador de corrente
$f_a$	- Frequência de amostragem do A/D.
$f_c$	- Frequência de corte do compensador de corrente
$f_{ca}$	- Frequência de corte do filtro <i>anti-aliasing</i>
$f_o$	- Frequência de ressonância do filtro de saída CA
$f_s$	- Frequência de comutação
$G_c$	- Função de transferência do compensador de corrente
$G_{FTMA}$	- Ganho da função de transferência de malha aberta
$G_i$	- Função de transferência do inversor ponte completa <i>unfolding</i>
$G_{PS}$	- Ganho da modulação por deslocamento de fase
$H_f$	- Função de transferência do filtro <i>anti-aliasing</i>
$I_L$	- Corrente eficaz no indutor do filtro de saída

$I_{Lpv}$	- Corrente de pico no Indutor do conversor elevador
$I_{max}$	- Corrente de pico de projeto do indutor
$I_{Nsx}$	- Corrente no enrolamento do secundário do transformador
$I_r$	- Corrente eficaz no primário do transformador
$I_{rms}$	- Corrente eficaz no indutor
$I_{total}$	- Soma das correntes eficazes no transformador
$K_{A/D}$	- Ganho do módulo A/D
$k_c$	- Ganho do compensador de corrente
$K_{cond}$	- Ganho do circuito de condicionamento de corrente
$K_{fe}$	- Constante de proporcionalidade do núcleo de ferrite
$K_g$	- Constante geométrica do núcleo do projeto dos indutores
$K_{gfe}$	- Constante geométrica do núcleo do projeto do transformador
$K_{hall}$	- Ganho do sensor de efeito Hall
$k_{pz}$	- Ganho da frequência angular do polo e do zero do compensador
$k_t$	- Relação de transformação do transformador de alta frequência
$K_u$	- Constante de preenchimento
$L$	- Indutor do filtro de saída
$l_g$	- Entreferro do núcleo magnético
$l_m$	- Comprimento do caminho do magnético do núcleo
$L_{pv}$	- Indutor do conversor elevador
$L_r$	- Indutância de ressonância
$n$	- Número de espiras
$\phi_{avanço}$	- Avanço do compensador de corrente
$P_{bat}$	- Potência da bateria
$P_{ca}$	- Potência da rede CA
$P_{cu}$	- Perdas no cobre do indutor e do transformador de alta frequência
$P_{fe}$	- Perdas no núcleo do transformador de alta frequência
$P_{max}$	- Potência máxima do painel fotovoltaico no ponto de operação
$P_n$	- Potência nominal do inversor de três portas
$P_{pv}$	- Potência máxima do painel fotovoltaico
$P_s$	- Potência circuito <i>snubber</i>
$P_{total}$	- Perdas totais do transformador de alta frequência
$R_{d(on)}$	- Resistência do MOSFET quando em condução

$R_{Sx}$	- Resistor do circuito <i>snubber</i>
$S_c$	- Secção transversal do conduto
$S_{cskin}$	- Secção transversal do conduto considerando o efeito pelicular
$T_{rede}$	- Período da rede
$T_s$	- Período de comutação
$V_{bat}$	- Tensão na bateria
$V_C$	- Tensão no capacitor do filtro de saída
$V_{ca}$	- Tensão de saída de corrente alternada
$V_L$	- Tensão no indutor do filtro de saída
$V_{Lpv}$	- Tensão do conversor elevador
$V_{Np}$	- Tensão no primário do transformador
$V_{Nsx}$	- Tensão no enrolamento do secundário do transformador
$V_p$	- Tensão de pico da rede CA
$V_{pv}$	- Tensão no painel fotovoltaico
$w_p$	- Frequência angular do polo do compensador de corrente
$w_z$	- Frequência angular do zero do compensador de corrente
$\alpha$	- Ângulo da modulação por deslocamento de fase
$\beta$	- Constante do núcleo de ferrite
$\delta$	- Tempo morto mínimo
$\Delta B$	- Variação da densidade de fluxo magnético
$\Delta D$	- Diferença da razão cíclica
$\Delta I_L$	- Ondulação pico a pico da corrente no indutor do filtro de saída
$\Delta I_{Lpv}$	- Ondulação pico a pico da corrente no indutor do conversor elevador
$\Delta V_C$	- Ondulação pico a pico da tensão no capacitor do filtro de saída
$\Delta V_s$	- Variação da tensão do capacitor do <i>snubber</i>
$\eta$	- Eficiência do inversor de três portas
$\lambda$	- Integral da tensão aplicada ao primário do transformador
$p$	- Resistividade do cobre

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>13</b>
1.1	GERAÇÃO DISTRIBUÍDA FOTOVOLTAICA.....	13
1.2	SISTEMA FOTOVOLTAICO COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA.....	14
1.3	OBJETIVO PRINCIPAL E OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	16
1.4	JUSTIFICATIVA.....	16
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO.....	18
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....</b>	<b>19</b>
2.1	CLASSIFICAÇÃO DOS CONVERSORES DE TRÊS PORTAS.....	19
2.2	CONVERSORES DE TRÊS PORTAS NÃO ISOLADOS.....	19
2.3	CONVERSORES DE TRÊS PORTAS ISOLADOS.....	23
2.4	CONVERSORES DE TRÊS PORTAS PARCIALMENTE ISOLADOS.....	25
2.5	COMPARAÇÃO ENTRE OS CONVERSORES DE TRÊS PORTAS.....	31
<b>3</b>	<b>INVERSOR DE TRÊS PORTAS PROPOSTO.....</b>	<b>33</b>
3.1	TOPOLOGIA PROPOSTA.....	33
3.1.1	Inversor em Ponte Completa <i>Unfolding</i> .....	35
3.1.2	Conversor Elevador.....	38
3.1.3	Algoritmo de Busca do Ponto de Máxima Potência (MPPT).....	40
3.2	OPERAÇÃO DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS.....	41
3.3	MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE MODIFICADA.....	51
3.4	CARACTERÍSTICAS DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS.....	55
<b>4</b>	<b>PROJETO DOS COMPONENTES DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS.....</b>	<b>56</b>
4.1	INTERRUPTORES MOSFET E COMUTAÇÃO COM TENSÃO ZERO.....	56
4.2	PROJETO DO INDUTOR DO CONVERSOR ELEVADOR.....	59
4.3	FILTRO DE SAÍDA LC.....	60
4.4	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS.....	63
4.5	MICROCONTROLADOR E CONDICIONAMENTO DE SINAIS.....	65
4.6	PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE.....	70
4.7	MALHA DE CONTROLE E OPERAÇÃO.....	73
4.8	PROJETO FÍSICO DO INDUTOR E DO TRANSFORMADOR.....	75
4.8.1	Projeto Físico dos Indutores com a Constante Geométrica $K_g$ .....	75
4.8.2	Projeto Físico do Transformador com a Constante Geométrica $K_{gfe}$ .....	80
4.9	CIRCUITO <i>SNUBBER</i> .....	83

<b>5</b>	<b>SIMULAÇÃO E PROTÓTIPO DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS.....</b>	<b>85</b>
5.1	SIMULAÇÃO DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS.....	85
5.1.1	Eficiência do Inversor de três portas.....	92
5.2	MONTAGEM DO PROTÓTIPO.....	94
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	97
5.3.1	Comparação do Inversor de Três Portas Proposto com os CTPs.....	105
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>106</b>
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>108</b>
	<b>APÊNDICE A– RESPOSTA DE FREQUÊNCIA DA FT DO INVERSOR.....</b>	<b>113</b>
	<b>APÊNDICE B – LÓGICA DE CONFIGURAÇÃO PWM .....</b>	<b>116</b>
	<b>APÊNDICE C – PARÂMETROS DO ENROLAMENTO DOS INDUTORES. .</b>	<b>119</b>
	<b>APÊNDICE D – PARÂMETROS DO TRANSFORMADOR.....</b>	<b>121</b>
	<b>APÊNDICE E – CIRCUITO E PROGRAMAÇÃO DO SIMULADOR .....</b>	<b>124</b>
	<b>APÊNDICE F – PROJETO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO.....</b>	<b>129</b>
	<b>APÊNDICE G – PROGRAMAÇÃO MICROCONTROLADOR RM57Lx.....</b>	<b>130</b>

## 1 INTRODUÇÃO

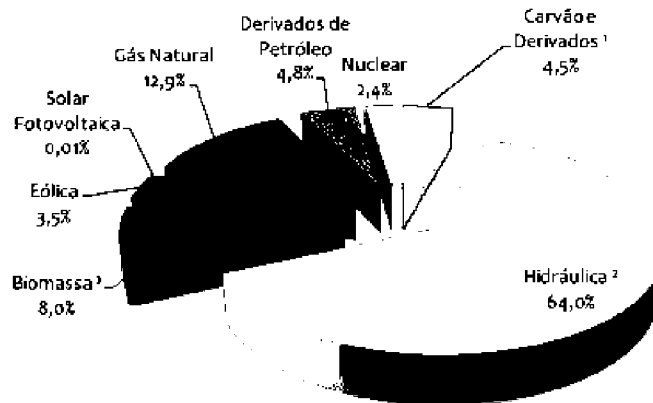
### 1.1 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA FOTOVOLTAICA

A geração distribuída utilizando fonte fotovoltaica vem crescendo em todo o mundo impulsionada pela demanda de energia elétrica e pelos seus benefícios ambientais. As vantagens em relação ao modelo centralizado de geração vêm desde o investimento inicial, o tempo de operacionalização até o impacto ambiental. Além disso, os painéis fotovoltaicos não demandam a criação de reservatórios como as hidroelétricas e não chegam a emitir grandes quantidades de CO<sup>2</sup> como as termoelétricas. Por outro lado, fontes intermitentes conectadas ao sistema elétrico podem gerar baixa qualidade na energia fornecida.

A produção de energia elétrica através de painéis fotovoltaicos tem períodos com alta irradiação solar e baixa demanda de carga. Assim, se a energia produzida for direcionada para o sistema elétrico pode causar sobretensões. Outro ponto de atenção são os períodos com sombreamento que geram transitórios e diminuem a qualidade da energia. Como solução são utilizados os acumuladores de energia para suprir os transitórios e permitir deslocar a produção para os períodos de alta demanda. Com isso, o uso de baterias deve ser considerado para garantir a qualidade da energia produzida.

No Brasil as fontes de energia fotovoltaicas ainda não representam uma parcela considerável da matriz energética. De acordo com a Agência Nacional de Energia Elétrica (2016) 0,01% da energia elétrica do país está sendo produzida por painéis solares. Através da matriz elétrica brasileira, FIGURA 1, é possível observar que as maiores fontes de geração de energia são as usinas hidroelétricas e as usinas a gás natural, representando 64% e 12,9% respectivamente do total produzido.

FIGURA 1 – MATRIZ ELÉTRICA BRASILEIRA



FONTE: Agência Nacional de Energia Elétrica (2016).

Comparando a produção de eletricidade a partir de fontes fotovoltaicas no Brasil com países mais desenvolvidos, observa-se uma tendência de crescimento e de possíveis investimentos no setor. Dados do Conselho Mundial de Energia (2016) mostram que a geração fotovoltaica representa 16% da produção de energia elétrica na China, com 51 GWp, enquanto que na Alemanha a capacidade é de 41 GWp e nos Estados Unidos de 33 GWp.

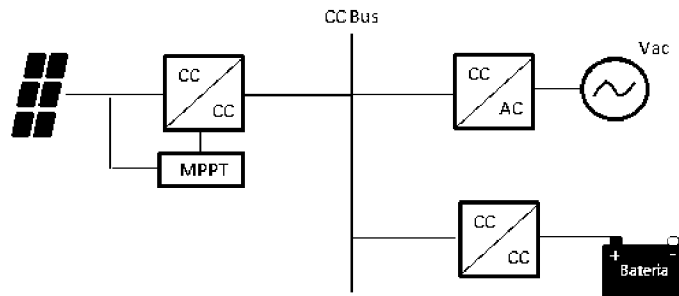
Com o objetivo de aumentar o uso de fontes renováveis no país o Governo Federal criou em 2016 o Programa de Geração Distribuída (ProGD). O ProGD prevê investimentos em geração distribuída de até 100 bilhões de reais até 2030. Com a estimativa de chegar a uma capacidade de geração de 54 GW utilizando fontes renováveis. Ainda, como incentivo, o Governo estabeleceu a resolução da ANEEL 687/15 que regulamenta a produção de energia elétrica através de redes de microgeração e da minigeração, conectadas ao sistema elétrico. Entre os benefícios que a resolução apresenta estão o uso do excedente de energia para abater consumo de outras unidades consumidoras, o aumento da validade dos créditos para cinco anos e utilização de incentivos fiscais.

## 1.2 SISTEMA FOTOVOLTAICO COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Um exemplo de sistema de geração através de fonte fotovoltaica com armazenamento de energia é apresentado na FIGURA 2. Conectado ao painel fotovoltaico está um conversor CC/CC, para busca do máximo ponto de potência

(MPPT), um segundo conversor CC/CC faz o controle de carga da bateria e um terceiro conversor CC/CA é utilizado na conexão ao sistema elétrico.

FIGURA 2 – GERAÇÃO FOTOVOLTAICA COM BARRAMENTO CC E TRÊS CONVERSORES DISTINTOS PARA CONTROLE DE FLUXO DE POTÊNCIA

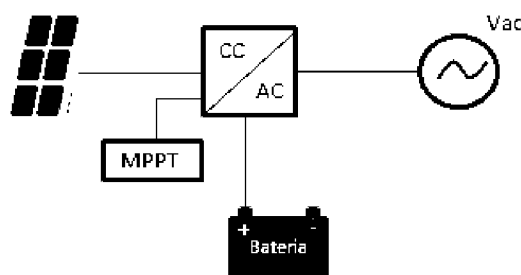


FONTE: Modificado de Zhang et al. (2016).

A topologia apresentada tem característica de alta eficiência mantendo a tensão do barramento de corrente contínua constante (*CC Bus*) (ZHAO et al. 2008). Os conversores dessa estrutura não compartilham componentes e apresentam sistema de controle de forma individual. As desvantagens estão no custo elevado na aquisição de três conversores e as perdas geradas em cada etapa de conversão.

Uma alternativa que simplifica o sistema de geração e reduz o número de conversores é o uso do conversor de três portas (CTP). Sua utilização reduz de três para um o número de conversores necessário para gerenciar o fluxo de potência entre as portas. Para isso, unifica o controle, integra as etapas de conversão e compartilha componentes (KISHORE e RAMESH, 2016). Pode-se ver na FIGURA 3 o mesmo sistema, apresentado anteriormente, utilizando um inversor de três portas. Em apenas um dispositivo ficou resumido o barramento de corrente contínua e os três conversores.

FIGURA 3 – DIAGRAMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA COM BATERIA DE UM INVERSOR DE TRÊS PORTAS



FONTE: O autor (2017).



Projetos de conversores três portas com alta eficiência e o uso de acumuladores contribuem para uso da energia fotovoltaica em diferentes aplicações. A redução no número de conversores gera uma redução no custo de produção e o uso da bateria permite deslocar a carga para acompanhar a demanda.

### 1.3 OBJETIVO PRINCIPAL E OBJETIVOS ESPECÍFICOS

O objetivo principal consiste em projetar e implementar um inversor de três portas com capacidade de gerenciar o fluxo de energia dos painéis fotovoltaicos para o sistema de armazenamento e para a rede elétrica.

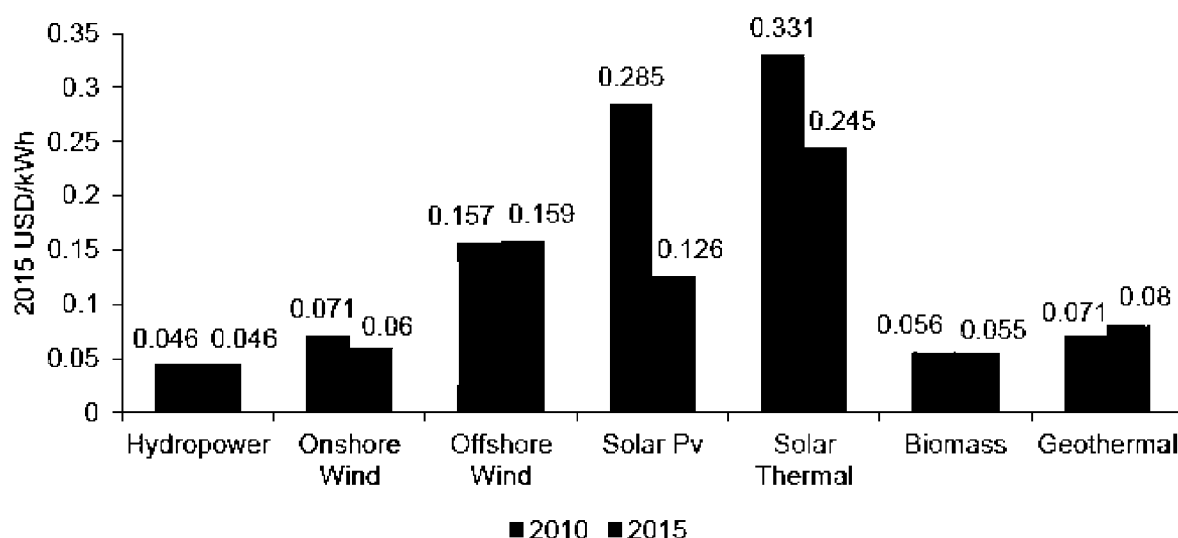
Entre os objetivos específicos do projeto estão:

- Avaliar os conversores de três portas já desenvolvidos e estabelecer a topologia e a modulação mais adequada para um projeto com alta eficiência e compacto;
- Adaptar a modulação escolhida aos requisitos específicos do projeto, com técnicas de MPPT, comutação suave e com o uso de acumulador de energia;
- Desenvolver em ambiente de simulação o conversor operando nos três modos: dupla entrada, dupla saída e uma entrada e uma saída;
- Implementar um protótipo com alta eficiência e obter os resultados experimentais validando o conversor proposto.

### 1.4 JUSTIFICATIVA

A geração de energia elétrica por painéis fotovoltaicos apresenta como principal desvantagem um maior custo de produção em relação a outras fontes de energia. Segundo o Conselho Mundial de Energia (2010), FIGURA 4, o preço por kWh produzido através de painéis fotovoltaicos (Solar PV) era de US\$ 0,285, chegando em 2015 a US\$ 0,126. Essa redução incentiva o uso de painéis fotovoltaicos como fonte geradora de energia elétrica. Mas mesmo apresentando uma redução de 56% o valor ainda é maior que o kWh produzido por uma fonte hídrica ou eólica em terra (*Onshore Wind*).

FIGURA 4 – TENDÊNCIAS NO CUSTO DE ENERGIA RENOVÁVEL GLOBAL DE ELETRICIDADE



FONTE: World Energy Council (2016).

Segundo Tomalsquim (2016) estamos entrando na terceira fase mundial do uso de energia solar, onde, se estima que até 2020 seja alcançada a paridade tarifária em relação as demais fontes. O Conselho Mundial de Energia (2016) indica que os responsáveis pela redução do custo na produção da energia por painéis fotovoltaicos são as novas diretrizes do sistema elétrico, a grande oferta de componentes e os avanços da tecnologia.

O desenvolvimento de um inversor de três portas com alta eficiência, robustez e baixo custo vem da necessidade de suprir a demanda por fontes de energia renováveis através de microgeração utilizando painéis fotovoltaicos. Também contribui para a pesquisa em dispositivos que possam reduzir o custo de produção da energia elétrica através de painéis fotovoltaicos e que utilizem dispositivos de armazenamento de energia. As baterias são necessárias para minimizar o impacto da intermitência da geração fotovoltaica na rede de distribuição. Evita também as sobretensões na rede de distribuição em horários de elevada irradiação e baixo consumo de energia. Com isso, melhoram a dinâmica do sistema (WU et al. 2013). Países como a Alemanha e os Estados Unidos estão enfrentando problemas de instabilidade no sistema e incentivam o uso de acumuladores em sistemas de geração distribuída. (FEDERAL MINISTRY FOR ECONOMIC AFFAIRS AND ENERGY, 2016) e (U.S. ENERGY INFORMATION ADMINISTRATION, 2016).

## 1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

O projeto inicia com a pesquisa e o estudo dos conversores três portas existentes em artigos científicos. Esses conversores são apresentados no capítulo de Revisão Bibliográfica divididos na categoria não isolados, isolados e parcialmente isolados. São destacadas as vantagens e desvantagens de cada conversor com o objetivo de comparar com a topologia proposta.

No capítulo três são apresentadas a topologia e a modulação do inversor de três portas, destacando suas vantagens e o motivo da sua escolha. Em seguida é dado um exemplo da operação do inversor de três portas, onde a técnica de comutação com tensão zero e o algoritmo de busca da máxima potência são apresentados. Por último são definidos os detalhes da modulação por deslocamento de fase modificada.

No quarto capítulo é realizada a base teórica e o projeto dos componentes que formam o inversor de três portas. Entre os componentes estão o transformador de alta frequência, indutores, circuito *snubber*, microcontrolador, circuitos condicionadores, fonte de alimentação, função de transferência do inversor e o projeto do compensador de corrente.

No quinto capítulo o inversor de três portas é implementado em ambiente de simulação. O programa utilizado permite incluir modelos reais de interruptores, dos indutores e do transformador de alta frequência. Na avaliação do projeto são observadas as perdas elétricas nesses componentes. Para validação da topologia a eficiência do inversor é medida enquanto ele opera nos três modos. Durante a simulação é observada a técnica de comutação suave e a capacidade de manter o ponto de máxima potência em conjunto com a saída em corrente alternada.

Após simulação inicia-se o projeto do protótipo. A montagem física do inversor de três portas é realizada e os testes de bancada são aplicados para validação dos resultados. Após os testes são apresentadas as formas de onda alcançadas.

O último capítulo é reservado para análise dos resultados e conclusões sobre o projeto do inversor de três portas.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 CLASSIFICAÇÃO DOS CONVERSORES DE TRÊS PORTAS.

As topologias de conversores de três portas (CTP) desenvolvidas e publicadas incluem conversores CC/CC e CC/CA e são classificadas como isolados, não isolados e parcialmente isolados, dependendo do uso de transformadores entre as suas portas. (ZHANG et al. 2016).

Os CTPs são formados por uma fonte primária, um sistema de armazenamento e uma conexão com a carga. A sua proposta é controlar o fluxo de potência entre as três portas. Os modos de operação podem ser divididos em dupla entrada, dupla saída e uma entrada e uma saída. No primeiro modo a energia da fonte primária e a energia do sistema de armazenamento são fornecidas à carga. No segundo a fonte primária fornecerá energia para carga e para o sistema de armazenamento e no modo uma entrada e uma saída a fonte primária ou o sistema de armazenamento fornecerá energia à carga (ZHANG e ANDERSEN. 2013).

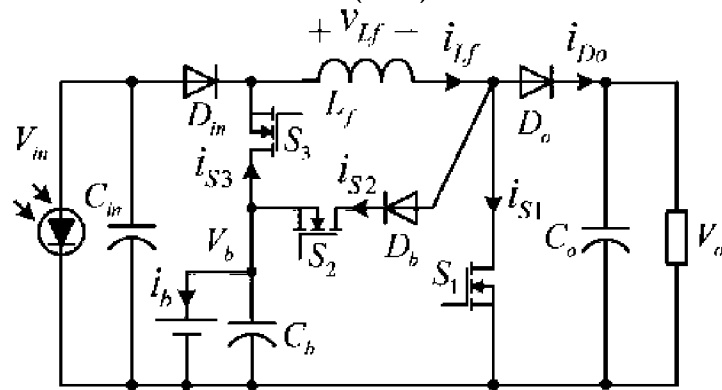
### 2.2 CONVERSORES DE TRÊS PORTAS NÃO ISOLADOS.

Os CTPs não isolados são utilizados em aplicações onde o isolamento galvânico não é necessário. São formados por combinações de conversor elevador (*boost*) e abaixador (*buck*), são menores que os conversores isolados e com controle relativamente mais simples (WU et al. 2013).

Wu et al. (2013) propõe em seu artigo um conversor não isolado *Boost-CTP* para aplicações em satélites (FIGURA 5).

Como exemplo de funcionamento toma-se o modo dupla saída. Nesse modo o interruptor  $S_3$  é mantido bloqueado e a razão cíclica dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são independentes. Inicialmente no estado um o interruptor  $S_1$  está conduzindo e a indutância  $L_f$  armazena a energia do painel fotovoltaico ( $V_{in}$ ). Passando ao estado dois, o interruptor  $S_1$  é bloqueado e  $S_2$  conduz, com a energia acumulada em  $L_f$  mais a energia da fonte  $V_{in}$  direcionadas para a bateria ( $V_b$ ). Por último, no estado três, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são s e o fluxo de potência é direcionado para a porta de saída ( $V_o$ ).

FIGURA 5 – CIRCUITO DO CONVERSOR DE TRÊS PORTAS NÃO ISOLADO PROPOSTO POR WU (2013)

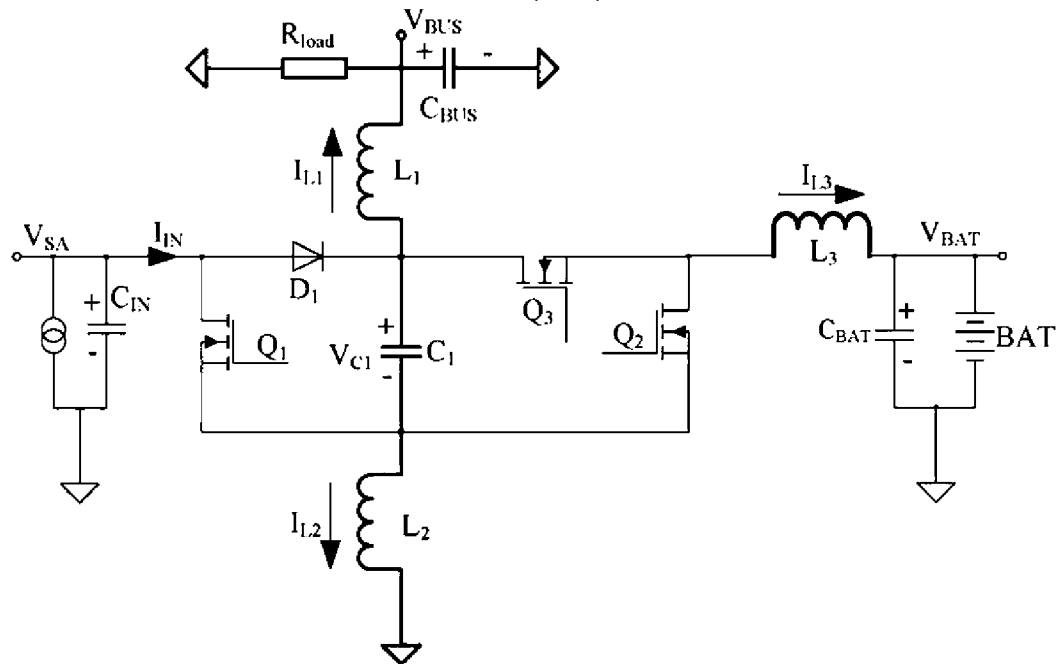


FONTE: Wu et al. (2013).

O circuito ainda tem a capacidade de trabalhar no modo dupla entrada e uma entrada uma saída dependendo das tensões do painel, da bateria e da necessidade da carga. Tem como principal vantagem o controle individual das fontes permitindo o MPPT do painel fotovoltaico e o controle de carga e descarga da bateria. Como o circuito é formado por dois conversores elevadores e apenas um indutor seu ganho é limitado e as tensões devem ser  $V_{in} < V_b < V_o$ .

Um circuito com características próximas foi proposto por Zhu et al. (2013), chamado de *Boost Bidirecional Buck* (B3C), FIGURA 6. Como diferencial ele emprega na sua topologia um segundo indutor, para incrementar seu ganho, e trabalha com a tensão da bateria ( $V_{BAT}$ ) inferior à do barramento principal ( $V_{BUS}$ ). Esse conversor é capaz de realizar o MPPT para o painel fotovoltaico ( $V_{SA}$ ) e o controle de carga e descarga da bateria trabalhando com condução contínua, diminuindo as interferências eletromagnéticas e mantendo a alta eficiência. Tem apenas um estágio de conversão para cada porta com o MPPT sendo realizado pela razão cíclica do interruptor  $Q_1$ . O controle de carga e descarga da bateria é realizado pelos interruptores  $Q_2$  e  $Q_3$ , com seus pulsos sendo complementares.

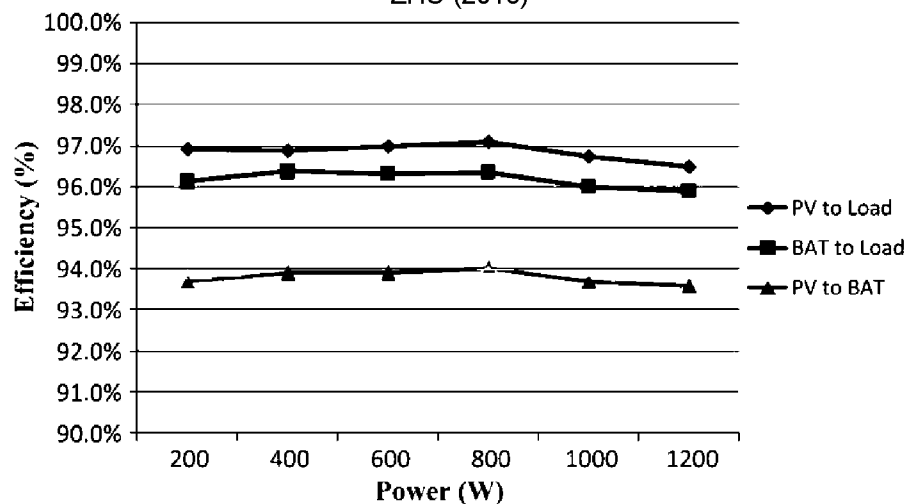
FIGURA 6 – CIRCUITO DO CONVERSOR DE TRÊS PORTAS NÃO ISOLADO PROPOSTO POR ZHU (2013)



FONTE: Zhu et al. (2013).

Para comprovar a eficiência do modelo um protótipo de 1,2 kW foi construído e através dele a eficiência nos três modos de operação foi medida, o resultado é exposto na FIGURA 7.

FIGURA 7 – EFICIÊNCIA DO CONVERSOR DE TRÊS PORTAS NÃO ISOLADO PROPOSTO POR ZHU (2013)



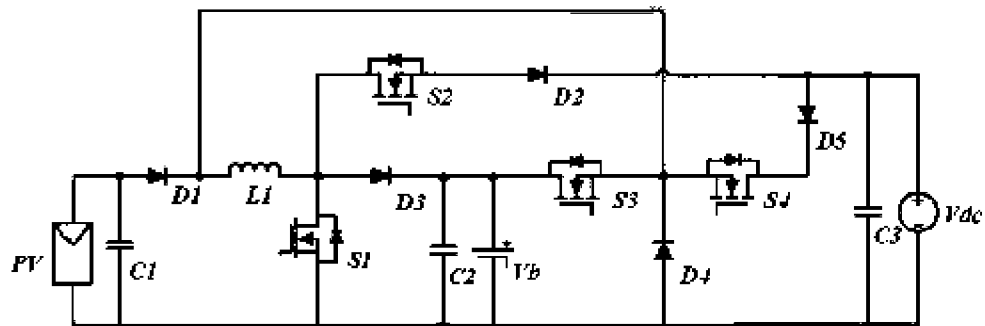
FONTE: Zhu et al. (2013).

A eficiência acima de 97% é alcançada quando a energia produzida pelo painel fotovoltaico é aplicada na carga. Com a bateria alimentando a carga, os valores são acima de 96%. E quando o painel fotovoltaico carrega a bateria a

eficiência é um pouco maior que 94%. A alta eficiência é proporcionada pelas baixas perdas de condução com a utilização de poucos componentes, apenas um indutor, um diodo e três interruptores controlados.

Cheng (2017) propõe o circuito da FIGURA 8 com um interruptor a mais que as soluções anteriores. Apresenta como vantagem um indutor apenas, o que reduz o tamanho, peso do circuito e permite o fluxo de potência da porta de saída ( $V_{dc}$ ) para a bateria ( $V_b$ ). Sua principal desvantagem é que todo o seu ganho fica dependendo desse componente.

FIGURA 8 – CONVERSOR DE TRÊS PORTAS NÃO ISOLADO PROPOSTO POR CHENG (2017)



FONTE: Cheng (2017).

O circuito proposto tem características bidirecionais e as portas do circuito têm a relação de tensão  $V_{pv} < V_{dc} < V_b$ . No modo uma entrada e uma saída a bateria pode ser carregada pelo painel fotovoltaico utilizando o circuito *boost* através do interruptor  $S_1$  e o indutor  $L_1$ . Para o mesmo modo a bateria também pode ser carregada pelo barramento de corrente contínua ( $V_{dc}$ ) utilizando os interruptores  $S_4$ ,  $S_1$  e o indutor  $L_1$ . O painel fotovoltaico direciona a energia para a carga ( $V_{dc}$ ) através do circuito formado pelos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e o indutor  $L_1$ . Já a bateria alimenta a carga através dos interruptores  $S_3$ ,  $S_2$  e o indutor  $L_1$ .

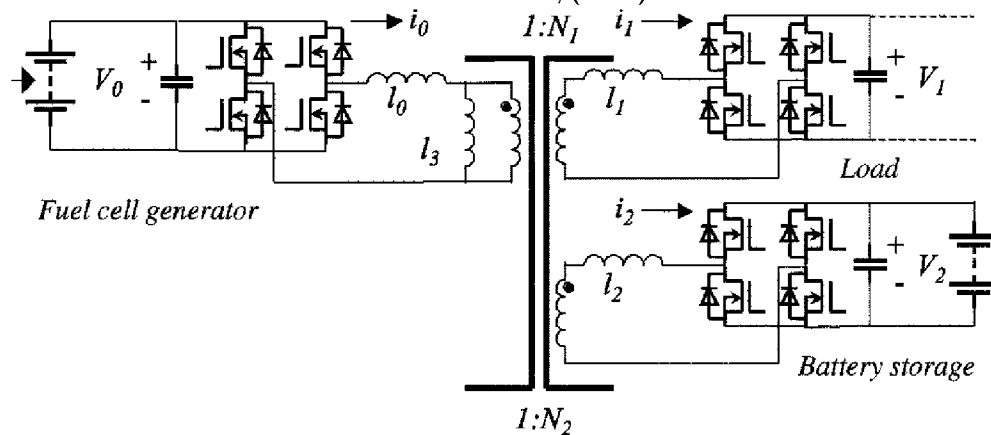
Os CTPs não isolados normalmente não apresentam níveis de tensão para conexão com a rede elétrica, mantém um ganho limitado e não apresentam isolamento galvânico. Tem seu uso voltado para potências menores e que necessitem de alta eficiência e baixas perdas. Em geral apresentam poucos componentes entre quatro e nove interruptores e entre um a três indutores.

### 2.3 CONVERSORES DE TRÊS PORTAS ISOLADOS.

Os CTPs isolados contêm transformadores de alta frequência entre as três portas. Em comparação com os CTPs não isolados são maiores e mais pesados, pois, compartilham um número menor de componentes armazenadores. Devido a essas características normalmente apresentam maiores perdas. Tem como vantagem o isolamento galvânico e uma maior faixa de tensão através da relação de transformação.

Duarte et al. (2007) propõe um conversor de três portas CC/CC isolado para uso em sistemas embarcados. Na FIGURA 9 pode-se ver o circuito, a primeira porta está conectada a uma célula combustível, componente que apresenta características de resposta lenta a variações de carga, e a segunda porta conectada a uma bateria com o objetivo de suprir o transitório da célula. O controle é realizado através do ângulo da modulação por deslocamento de fase de cada ponte completa, assim, pode-se definir o quanto a energia da célula combustível é entregue para cada porta.

FIGURA 9 – CIRCUITO DO CONVERSOR DE TRÊS PORTAS ISOLADO PROPOSTO POR DUARTE ET AL, (2007)



FONTE: Duarte et al. (2007).

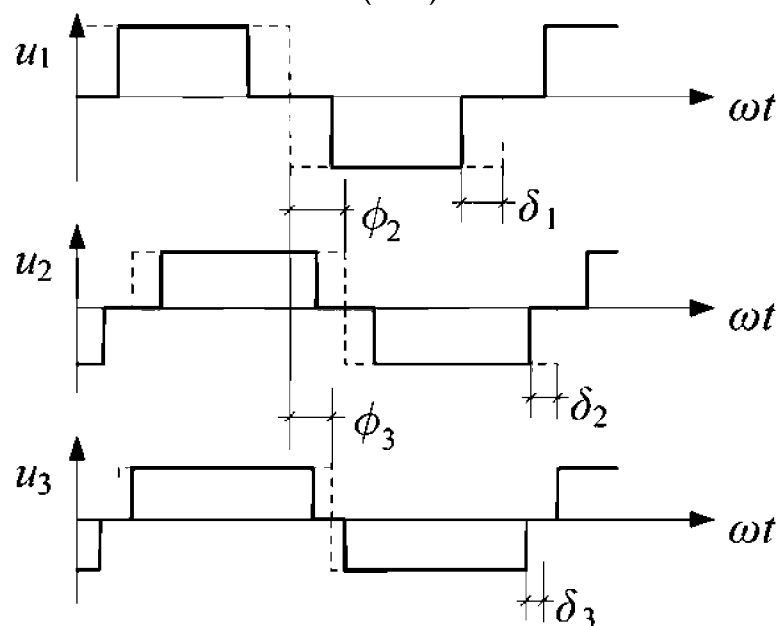
Segundo o autor o objetivo é implementar um circuito híbrido de célula combustível e bateria para alimentar um pequeno sistema autônomo. A célula combustível é definida como o gerador de energia do sistema. Como validação um protótipo é construído com tensão de saída contínua de 39 V, potência máxima de 500 W, frequência de 100 kHz e razão cíclica de 50%.



A topologia apresentada suporta fluxo bidirecional, controle individual de tensão e comutação suave. Como desvantagens contém elevado número de componentes, não suportam grandes variações de tensão, devido aos picos de corrente gerados pelas indutâncias de dispersão do transformador, e em aplicações que o peso do conversor é relevante sua utilização pode ficar limitada. O seu fluxo de potência é controlado através da razão cíclica de cada ponte completa, com o objetivo de otimizar o comportamento do sistema e diminuir as perdas globais.

ZHAO et al. (2008) utiliza a mesma topologia proposta por DUARTE et al. (2007), mas adota o ângulo entre as razões cíclicas de cada porta como uma segunda variável de controle. A FIGURA 10 ilustra essas duas variáveis.

FIGURA 10 – FORMAS DE ONDA ILUSTRANDO A RAZÃO CÍCLICA DA MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE DE CADA PORTA DO CIRCUITO PROPOSTO POR ZHAO ET AL. (2008)



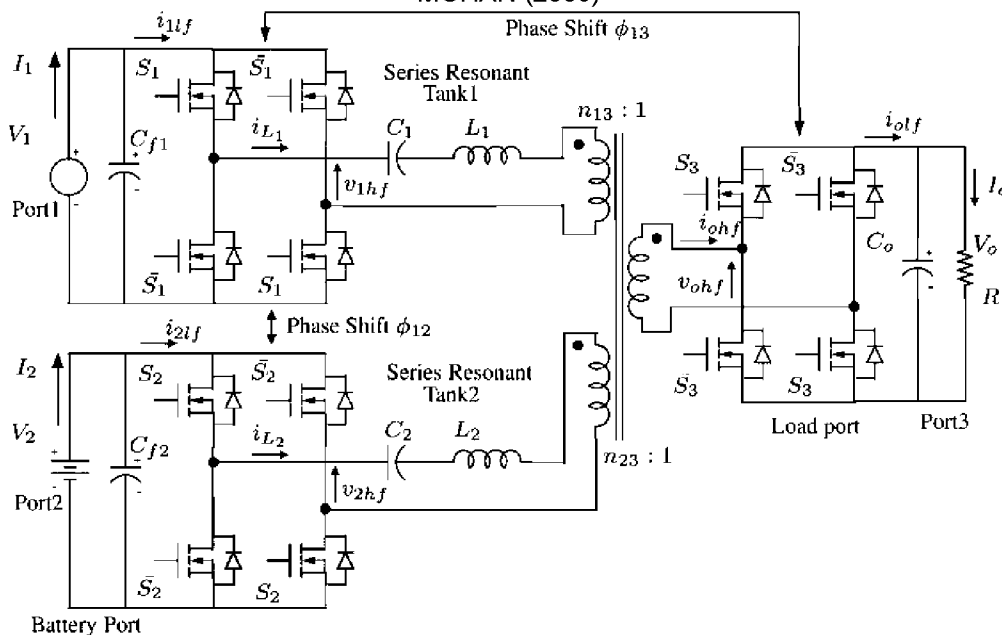
FONTE: Zhao et al. (2008).

É possível observar que além do ângulo entre as razões cíclicas de cada porta, representadas por  $\phi$ , ainda há a variação da razão cíclica da ponte completa representada por  $\delta$ . Onde  $u$  é a tensão de saída de cada porta.

Um protótipo de 1,5 kW é construído para confirmar seu funcionamento e avaliar as perdas nos interruptores e nos magnéticos do circuito. No teste prático sua eficiência chegou a 90% com apenas algumas dezenas de Watts.

Krishnaswami e Mohan (2009) também propõe um conversor com alta eficiência, acima de 90% nos três modos de operação. Utiliza a mesma topologia que Duarte et al. (2007) incluindo circuitos ressonantes em série, FIGURA 11. Na frequência de ressonância a impedância do circuito ressonante é mínima e por sua vez o ganho do circuito é máximo, aumentando sua eficiência em relação aos circuitos anteriores. Os circuitos ressonantes funcionam como um divisor de tensão para a carga conectada a porta três.

FIGURA 11 – CONVERSOR DE TRÊS PORTAS ISOLADO PROPOSTO POR KRISHNASWAMI E MOHAN (2009)



FONTE: Krishnaswami e Mohan (2009).

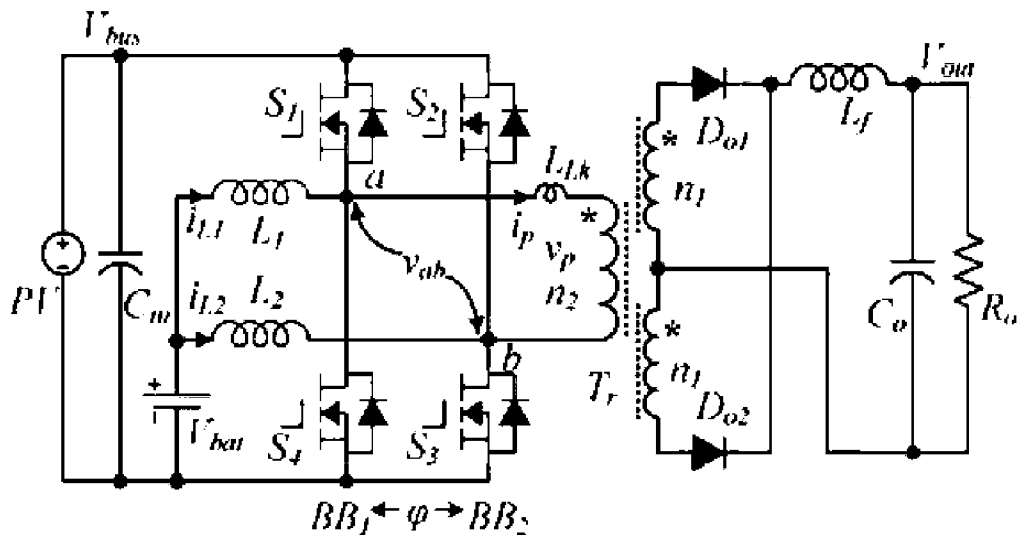
Os CTPs isolados são relativamente mais simples comparando com os CTPs não isolados. Foram os primeiros a apresentarem as topologias de três portas, sendo que compartilham poucos componentes e tem controle relativamente mais simples. Topologias mais complexas surgiram com o tempo através da aplicação de novas variáveis de controle e acrescentando circuitos ressonantes.

## 2.4 CONVERSORES DE TRÊS PORTAS PARCIALMENTE ISOLADOS.

Os conversores de três portas parcialmente isolados unem as características dos CTPs isolados e não isolados. Eles contêm duas portas isoladas de uma terceira através de um transformador de alta frequência. Um modelo de CTP

parcialmente isolado CC/CC é a proposta de Li et al. (2012), ele integra um painel fotovoltaico, baterias e uma carga de corrente contínua. O circuito proposto está representado na FIGURA 12.

FIGURA 12 – CIRCUITO DO CONVERSOR DE TRÊS PORTAS PARCIALMENTE ISOLADO PROPOSTO POR LI ET AL. (2012)



FONTE: Li et al. (2012).

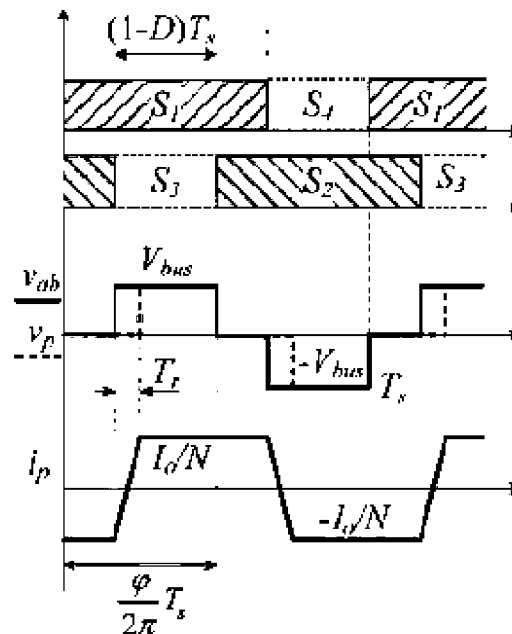
O conversor apresentado contém no primário do transformador uma ponte completa combinado com um circuito *buck/boost*. A ponte completa irá prover a tensão alternada no transformador enquanto o *buck/boost* é responsável pela transferência de potência entre as duas fontes (PV e  $V_{bat}$ ).

A proposta de controle é através de duas modulações intercaladas, por deslocamento de fase e por PWM. Enquanto o deslocamento de fase controla a tensão de saída a variação de largura de pulso controla o fluxo entre as duas fontes. Essa proposta alcança a comutação suave da mesma forma que os circuitos ponte completa com modulação por deslocamento de fase, mas considera a soma das correntes sobre os indutores  $L_1$  e  $L_2$  (HUA et al. 1993).

Sua operação pode ser resumida em três modos observando a modulação PWM. O primeiro é quando o painel fotovoltaico está alimentando a carga e somente o excedente alimenta a bateria. Com isso, não há variação na largura dos pulsos do PWM. No segundo modo ocorre o descarregamento da bateria com os pulsos dos interruptores superiores sendo reduzidos. O terceiro modo define o processo de

carga da bateria, FIGURA 13, sendo que, os pulsos dos interruptores superiores serão maiores em relação aos inferiores.

FIGURA 13 – FORMAS DE ONDA DO CARREGAMENTO DA BATERIA DO CIRCUITO DO CONVERSOR DE TRÊS PORTAS PARCIALMENTE ISOLADO PROPOSTO POR LI ET AL. (2012)



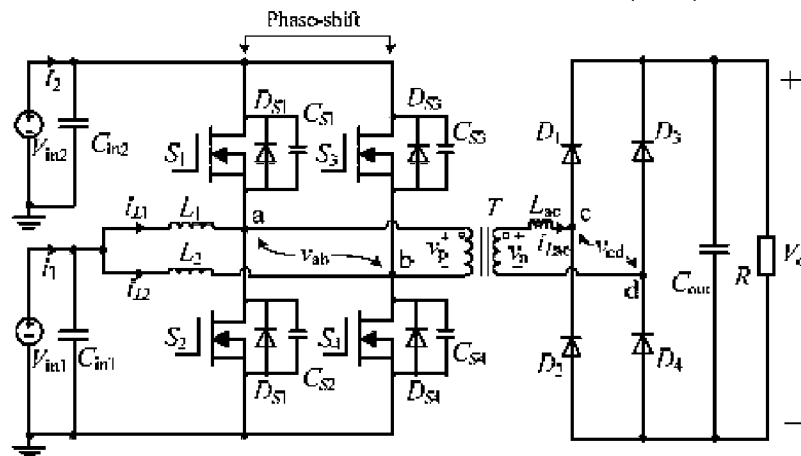
FONTE: Li et al.(2012).

A tensão de saída é mantida pelo deslocamento de fase entre os dois braços do circuito ponte completa e a variação do PWM é limitada pelo ângulo de deslocamento da fase.

Zhang e Andersen (2013) apresentam uma proposta semelhante, mas, com uma ponte retificadora completa no secundário do transformador. Essa configuração elimina o *tap* central e aumenta o número de interruptores não controlados, FIGURA 14. Um protótipo de 1,5 kW é desenvolvido com a porta 1 ( $V_{in1}$ ) conectada a uma célula combustível e na porta 2 ( $V_{in2}$ ) uma bateria.

Na FIGURA 14 ainda é possível observar o diodo em antiparalelo e a capacitância parasita que são intrínsecos ao MOSFET. Esses componentes são essenciais na técnica de comutação com zero de tensão. A técnica ZVS consiste em conduzir o diodo antiparalelo antes de enviar o comando para comutar o interruptor. O diodo em antiparalelo é polarizado diretamente através do descarregamento da capacitância parasita.

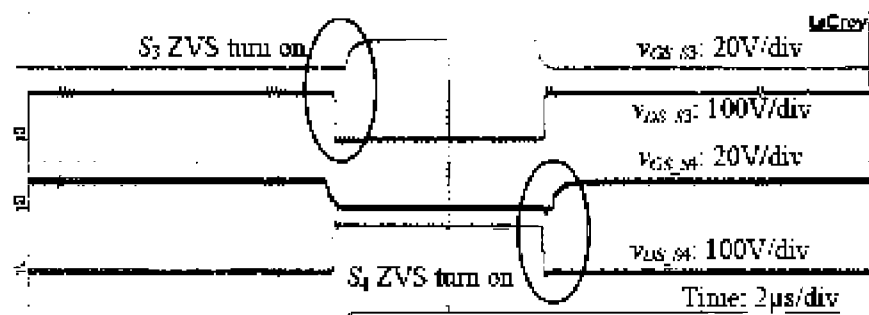
FIGURA 14 --CIRCUITO DO CONVERSOR DE TRÊS PORTAS PARCIALMENTE ISOLADO PROPOSTO POR ZHANG E ANDERSEN (2013)



FONTE: Zhang e Andersen (2013).

Na FIGURA 15 têm-se as curvas do dreno e do *gate* dos interruptores S3 e S4 que confirmam a comutação com tensão zero. Nos intervalos em destaque a tensão no *gate* do interruptor ( $V_{GS}$ ) somente é aplicada após o diodo antiparalelo conduzir e a tensão entre o dreno fonte chegar a zero.

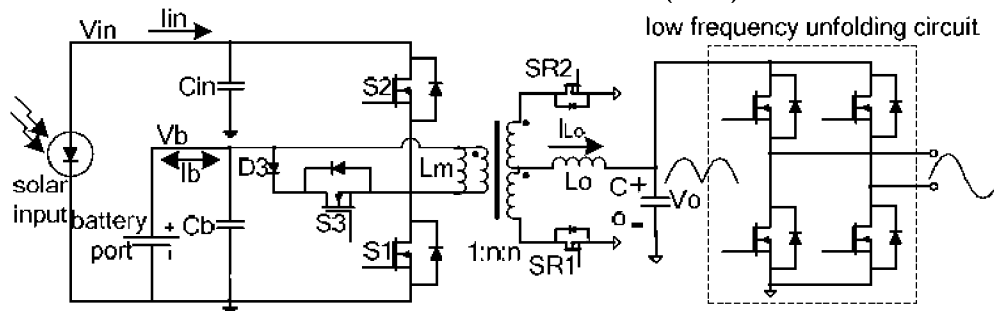
FIGURA 15 – SINAIS DE ACIONAMENTO DOS INTERRUPTORES S3 E S4 REPRESENTADO PELA TENSÃO DE DRENO E GATE DO CIRCUITO PROPOSTO POR ZHANG E ANDERSEN (2013)



FONTE: Zhang e Andersen (2013).

Conversores de três portas parcialmente isolados para integração com a rede elétrica e com um sistema de alimentação de um satélite foram proposto por Qian et al. (2010). Na primeira porta do conversor há um painel fotovoltaico, na segunda estão conectadas as baterias e na terceira está a conexão com a rede elétrica através da saída senoidal. O circuito é formado por uma meia ponte com a inclusão de mais uma porta conectada através de um interruptor extra ao circuito, FIGURA 16.

FIGURA 16 – CIRCUITO DO CONVERSOR DE TRÊS PORTAS PARCIALMENTE ISOLADO PROPOSTO POR QIAN ET AL. (2010)



FONTE: Qian et al. (2010).

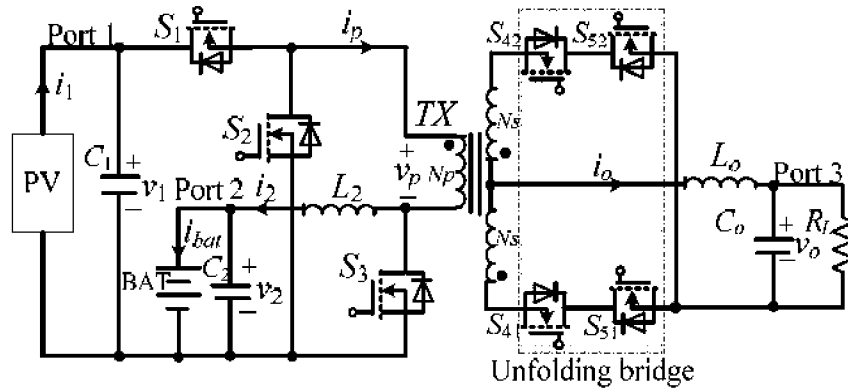
O interruptor S3 conecta a bateria e realiza o seu controle da carga e descarga enquanto os interruptores S1 e S2 controlam o fluxo de potência entregue ao primário do transformador. O conversor permite um fluxo bidirecional na porta de saída. Ele contém seis interruptores no secundário, dois para retificar a onda e quatro na topologia de ponte completa para gerar a saída senoidal.

Os interruptores presentes no primário do transformador são capazes de trabalhar com comutação suave. As capacitâncias parasitas dos interruptores formam um circuito ressonante através da indutância de dispersão do transformador.

As vantagens da topologia estão na simplicidade relativa de controle, no fluxo bidirecional na porta de saída e na possibilidade de regular a carga da bateria. A principal desvantagem é a necessidade de seis interruptores do lado secundário para chegar a uma saída senoidal na conexão com a rede elétrica.

O circuito proposto por Zeng et al. (2015), FIGURA 17, também apresenta três interruptores no primário do transformador, mas propõe apenas quatro interruptores para formar a saída senoidal no secundário. Essa topologia diminui o número de interruptores e permite o fluxo bidirecional de energia. Os interruptores do lado primário operam com comutação suave assim como os interruptores presentes na porta de saída CA.

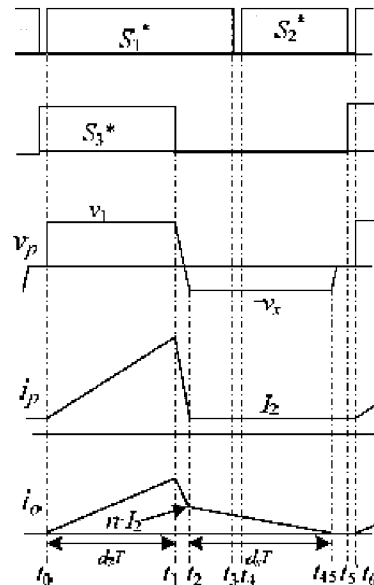
FIGURA 17 – CIRCUITO DO CONVERSOR DE TRÊS PORTAS PARCIALMENTE ISOLADO PROPOSTO POR ZENG ET AL. (2015)



FONTE: Zeng et al. (2015).

O circuito contém dois modos de operação. No primeiro modo a potência da do painel fotovoltaico é maior que a potência exigida pela carga, a energia produzida abastece a carga e o excedente carrega a bateria. No segundo modo a potência do painel fotovoltaico é menor que da carga, e ela é suprida pela bateria mais o painel. Como exemplo de funcionamento toma-se o primeiro modo representado pela FIGURA 18. Os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  controlam a potência transferida para a carga.

FIGURA 18 – FORMAS DE ONDA DO MODO DUPLA SAÍDA DO CIRCUITO PROPOSTO POR ZENG ET AL. (2015)



FONTE: Zenge et al. (2015).

Para alcançar a comutação suave em  $S_2$ , os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  são bloqueados, forçam o diodo intrínseco de  $S_2$  a conduzir e o interruptor pode ser

acionado com tensão zero. Quando  $S_2$  está conduzindo o capacitor  $C_3$  descarrega, permitindo que o diodo intrínseco seja o caminho da corrente, e assim  $S_3$  também pode atingir a comutação suave. Para o interruptor  $S_1$ , o interruptor  $S_2$  é bloqueado e a capacitância parasita de  $C_1$  descarregue e assim,  $S_1$  pode ser acionada com comutação suave.

Os circuitos apresentados na FIGURA 16 e na FIGURA 17 contêm topologias de inversor *unfolding*. Eles operam com os interruptores no primário do transformador em alta frequência, normalmente entre 20 kHz a 150 kHz, para modular uma corrente senoidal retificada na saída. Enquanto os interruptores no secundário do transformador operam em baixa frequência, 60 Hz por exemplo, para injetar uma corrente senoidal na saída.

Os CTPs parcialmente isolados contêm características de conversores não isolados e de conversores isolados. Apresentam o isolamento galvânico e um alcance maior de tensão como os conversores isolados e compartilham componentes e são mais compactos como os conversores não isolados.

## 2.5 COMPARAÇÃO ENTRE OS CONVERSORES DE TRÊS PORTAS

A TABELA 1 apresenta a comparação entre as principais características dos conversores três portas apresentados nesse capítulo.

TABELA 1 – COMPARAÇÃO ENTRE OS CONVERSORES DE TRÊS PORTAS

TIPO ISOLAÇÃO	CARGA	POTÊNCIA	EFICIÊNCIA MÁXIMA	NÚMERO DE INTERRUPTORES	QTD. DE INDUTORES	AUTOR PRINCIPAL
Não isolado	CC	1 kW	98% @ 400 W	3	1	Wu
Não isolado	CC	1,2 kW	97% @ 800 W	3	3	Zhu
Não isolado	CC	50 W	93% @ 50 W	4	1	Cheng
Isolado	CC/CA	500 W	Não info.	12	3	Duarte
Isolado	CC/CA	1,5 kW	92% @ 500 W	12	6	Zhao
Isolado	CC/CA	500 W	91% @ 500 W	12	2	Krishnaswami
Parcialmente	CC	100 W	90% @ 40 W	4	3	Li
Parcialmente	CC	1,5 kW	96% @ 500 W	4	3	Zhang
Parcialmente	CC/CA	200 W	92% @ 140 W	9	1	Qian
Parcialmente	CC/CA	500 W	93% @ 500 W	7	2	Zeng

FONTE: O autor (2019).



É possível observar que os conversores não isolados apresentam as menores perdas e menor número de interruptores e indutores. Enquanto as topologias isoladas apresentam as maiores perdas e um maior número de componentes que os tornam mais caros e maiores. Os conversores parcialmente isolados ficam entre as topologias isoladas e não isolada, tanto para a eficiência como em número de componentes.

O tipo de isolamento, o tipo de carga e a potência nominal estão relacionados com a aplicação do conversor. O número de interruptores, sua eficiência e o número de indutores estão mais relacionados às suas dimensões e seu custo.

Conversores com a saída em corrente alternada apresentam maior complexidade na sua modulação. Para alcançar uma saída CA a variável de controle deve acompanhar uma saída senoidal de referência. Circuitos de aquisição da tensão de referência e da corrente de saída são necessários para o controle da corrente CA que será injetada. Os conversores isolados e os conversores parcialmente isolados com configuração *unfolding* apresentam essas características e podem ser conectados diretamente na rede elétrica.

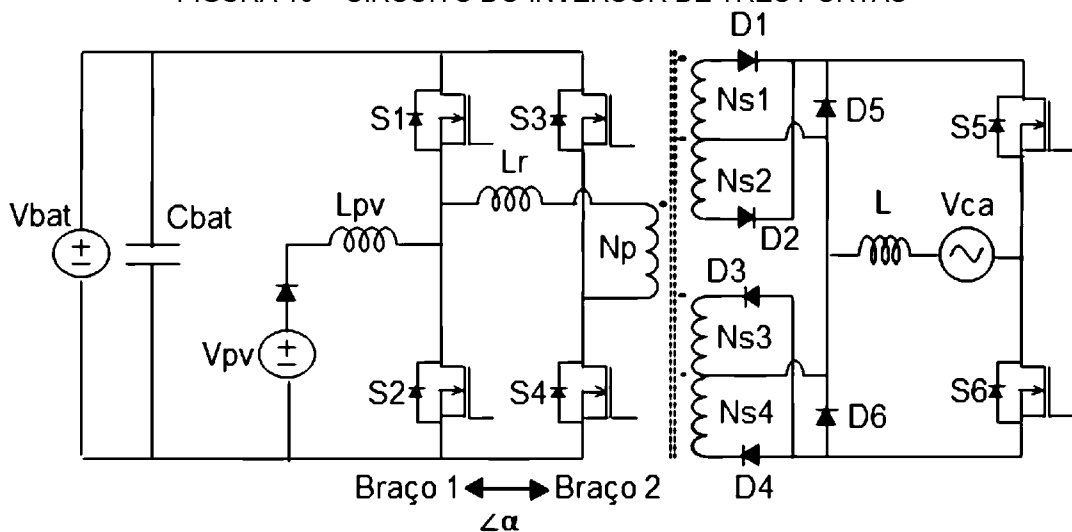
A partir da revisão bibliográfica apresentada e da tabela comparativa, o uso de uma topologia parcialmente isolada *unfolding* ganha destaque. Suas vantagens estão no isolamento galvânico, conexão direta com a rede elétrica e em um menor número de componentes para uma saída CA. O que vem ao encontro do objeto de projetar e implementar um conversor eficiente e compacto. Considerando a média das eficiências, dos conversores com saída CA, chega-se a um valor de 92%. Esse valor será utilizado como parâmetro para a eficiência esperada para esse projeto.

### 3 INVERSOR DE TRÊS PORTAS PROPOSTO

#### 3.1 TOPOLOGIA PROPOSTA

O inversor de três portas proposto é classificado como um conversor CC/CA parcialmente isolado. Contém no primário uma ponte completa intercalada com um conversor elevador e sua saída é formada por dois interruptores operando como um circuito *unfolding* na frequência de 60 Hz. Essa topologia é baseada no circuito inversor em ponte completa da patente de Vilela e Repp (2016), adicionando-se mais uma porta entre os componentes do primeiro braço da ponte completa (Braço 1). Com a inclusão desse ramo, formado pela fonte  $V_{pv}$  e o indutor  $L_{pv}$ , o circuito do inversor de três portas proposto é apresentado na FIGURA 19.

FIGURA 19 – CIRCUITO DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS



FONTE: Modificado de Vilela e Repp (2016).

A primeira porta do circuito é a conexão com a bateria ( $V_{bat}$ ), com fluxo bidirecional de potência. A segunda porta é o painel fotovoltaico ( $V_{pv}$ ) e a terceira porta é a conexão com a rede elétrica ( $V_{ca}$ ).

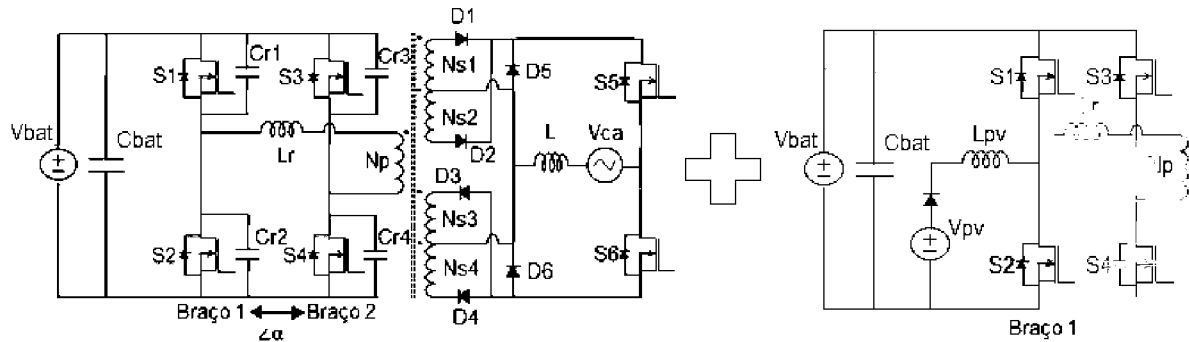
O inversor de três portas opera com duas modulações de forma conjunta, a modulação por deslocamento de fase e a modulação por largura de pulso. A primeira é utilizada para o controle da potência proveniente da bateria ( $V_{bat}$ ) para a rede CA. E a segunda é utilizada para controle do fluxo da energia entre o painel fotovoltaico ( $V_{pv}$ ) e a bateria ( $V_{bat}$ ). A técnica de operar com as modulações de forma

intercalada foi adaptada da proposta de controle de um conversor CC/CC apresentado por Li et al. (2012). Sendo que, em vez de uma saída em CC, o inversor de três portas apresenta uma saída em corrente alternada. Considera-se que o desenvolvimento dessa técnica e a validação da topologia de três portas proposta são as principais contribuições desse trabalho. Para simplificar a modulação proposta será chamada de Modulação por Deslocamento de Fase Modificada (MDFM).

A escolha por uma topologia parcialmente isolada tem o objetivo de unir as vantagens dos conversores não isolados com os isolados. O transformador proporciona isolamento galvânico e eleva a tensão do barramento principal ( $C_{bat}$ ) para níveis de conexão com a rede elétrica. A configuração ponte completa *unfolding* permite comutação com zero de tensão (ZVS) nos interruptores do primário do transformador e menores perdas nos interruptores do secundário do transformador.

Comparado aos inversores apresentados na revisão bibliográfica há vantagens da topologia que se destacam. O uso de um transformador com quatro enrolamentos no secundário permite o uso de apenas dois interruptores controlados para formar a saída senoidal, o que significa um circuito mais simples de operar e com maior robustez. A ponte completa no primário contém maior densidade de potência que os conversores com meia ponte e é capaz de operar com comutação suave. Também vale ressaltar que os conversores de três portas com saída CA são mais complexos que os conversores com saída CC. Como resultado espera-se uma alta eficiência, tornando o inversor de três portas proposto atrativo em comparação aos demais inversores apresentados na revisão bibliográfica.

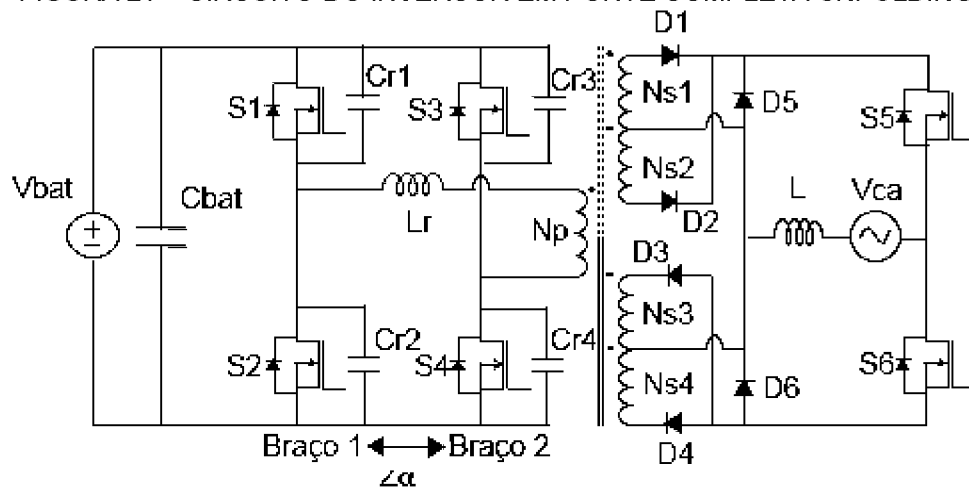
Na FIGURA 20 está a representação dos dois conversores que trabalham de maneira conjunta para formar o inversor de três portas proposto. Essa divisão é feita para que haja um melhor entendimento da função de cada conversor antes da operação de forma integrada. O Primeiro circuito é o inversor em ponte completa *unfolding* e o segundo é o conversor elevador (*boost*).

FIGURA 20 – INVERSOR EM PONTE COMPLETA *UNFOLDING* E CONVERSOR ELEVADOR

FONTE: O autor (2019)

### 3.1.1 Inversor em Ponte Completa *Unfolding*

A FIGURA 21 apresenta o inversor *unfolding* com a modulação por deslocamento de fase. Permite a técnica de comutação dos interruptores com zero de tensão e aplicações de média e alta potência (BARBI et al. 2007). A modulação por deslocamento de fase com ZVS tem como vantagens alta eficiência em frequências acima de algumas dezenas de kHz, baixa interferência eletromagnética e controle relativamente simples (ARYA e CHITHRA, 2015).

FIGURA 21 – CIRCUITO DO INVERSOR EM PONTE COMPLETA *UNFOLDING*

FONTE: Modificado de Vilela e Repp (2016).

O circuito é formado por seis interruptores controlados do tipo MOSFET. Os quatro interruptores da ponte completa conectam a fonte de tensão  $V_{bat}$  ao primário do transformador. Os dois interruptores no secundário ajustam a saída senoidal em

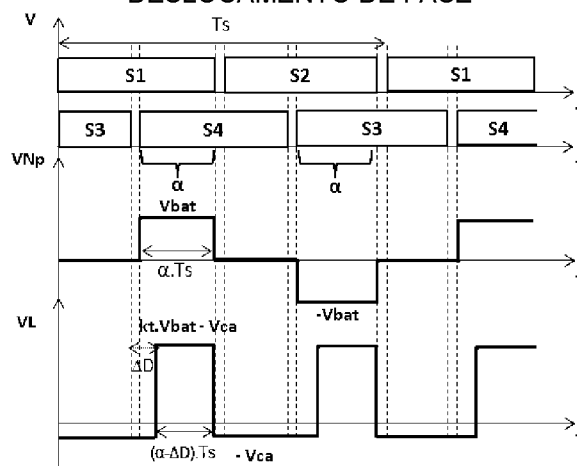
60 Hz. Os diodos no secundário direcionam o fluxo de corrente para o indutor do filtro de saída.

Na modulação por deslocamento de fase mantém-se constante o tempo de acionamento de cada interruptor, ou seja, razão cíclica fixa em cada braço da ponte completa. Defasando um ângulo  $\alpha$  entre o acionamento dos dois braços é possível transmitir a potência da fonte para carga CA.

Quando utilizada em conversores CC/CC a modulação por deslocamento de fase apresenta um ângulo  $\alpha$  fixo, normalmente em  $180^\circ$  para diminuir a ondulação da corrente de saída. Em inversores o ângulo  $\alpha$  muda para acompanhar a referência senoidal. Na FIGURA 22 tem-se o exemplo das curvas em alta frequência da modulação por deslocamento de fase com um ângulo de defasagem  $\alpha$  de  $180^\circ$ , ou em termos de porcentagem, uma sobreposição de 50%.

Na FIGURA 22 estão representados os sinais de acionamento dos interruptores da ponte completa, da tensão aplicada no primário do transformador ( $V_{Np}$ ) e da tensão aplicada ao indutor do filtro de saída ( $V_L$ ).

FIGURA 22 – FORMAS DE ONDA EM ALTA FREQUÊNCIA DA MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE



FONTE: O autor (2018).

Quando os interruptores S1 e S4 estão conduzindo a tensão  $V_{bat}$  é aplicada ao primário do transformador, quando S2 e S3 estão conduzindo a tensão  $-V_{bat}$  é aplicada. Durante a sobreposição de acionamento dos interruptores S1 e S3 ou S2 e S4 não há tensão no enrolamento primário do transformador. A frequência da tensão sobre o filtro ( $V_L$ ) é o dobro da frequência do primário do transformador. Sua

amplitude é a relação de transformação ( $k_t$ ) vezes a tensão de barramento ( $V_{bat}$ ) subtraída da tensão da carga CA ( $V_{ca}$ ).

O tempo em que a tensão é aplicada ao secundário do transformador ( $\alpha \cdot \Delta D \cdot T_s$ ) é menor que o tempo que a tensão é aplicada ao seu primário ( $\alpha \cdot T_s$ ). Isso ocorre devido a perda da razão cíclica ( $\Delta D$ ). A explicação dessa perda é realizada durante o próximo tópico desse capítulo, onde a operação do inversor de três portas proposto é detalhada.

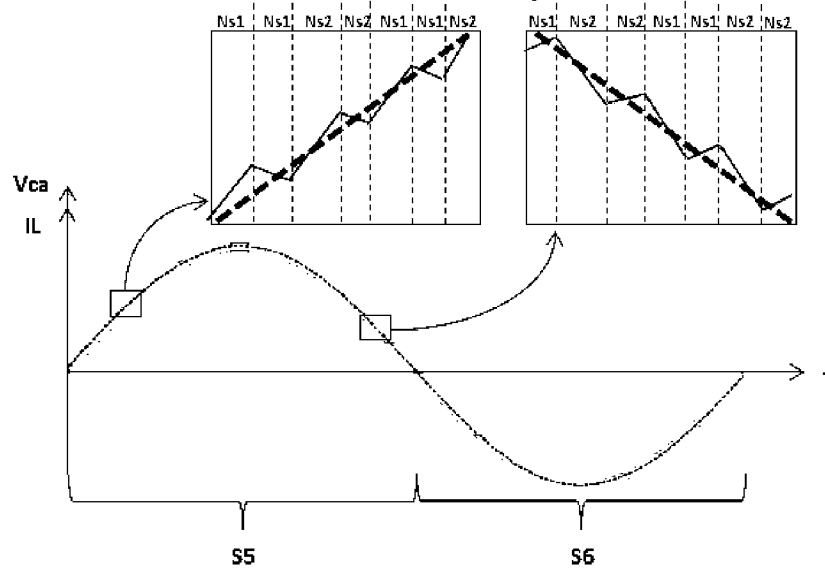
Um tempo é utilizado entre o bloqueio e a condução dos interruptores presentes no mesmo braço. Chamado de tempo morto, ele é ajustado para evitar que a fonte seja curto-circuitada e é necessário para a técnica de comutação com tensão zero.

A modulação por deslocamento de fase gera duas condições para o controle da corrente do indutor  $L$  do filtro de saída. A primeira é o crescimento linear da corrente que ocorre com a sobreposição dos interruptores  $S1$  e  $S4$  ou  $S2$  e  $S3$ . A segunda é o decaimento linear da corrente que ocorre quando  $S1$  e  $S3$  ou  $S2$  e  $S4$  estão sobrepostos. Aumentando o valor da variável de controle  $\alpha$  mantém-se por mais tempo a primeira condição e o valor médio da corrente aumenta. Em situação oposta a corrente tem seu valor médio reduzido.

O caminho da corrente no secundário do transformador é definido através dos interruptores  $S5$  e  $S6$  e dos diodos  $D1$  a  $D6$ . A FIGURA 23 exemplifica como é a forma de onda da corrente no indutor do filtro de saída ( $I_L$ ) comparada com a tensão da rede como referência ( $V_{ca}$ ).

Nos quadros ampliados é possível identificar os efeitos da modulação por deslocamento de fase sobre a saída do circuito inversor. No momento em que há um crescimento da corrente  $I_L$  a energia da bateria  $V_{bat}$  está sendo transferida para o indutor. No momento em que a corrente decai de forma linear a energia armazenada no indutor  $L$  é transferida para rede CA e não há transferência de energia da bateria. O ângulo de defasagem  $\alpha$  altera de forma contínua para impor uma corrente senoidal e em fase com a tensão da rede CA.

FIGURA 23 – EXEMPLO DA CORRENTE DE SAÍDA DO INDUTOR COMPARADO COM A TENSÃO DA REDE ELÉTRICA, DETALHE DA MODULAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA



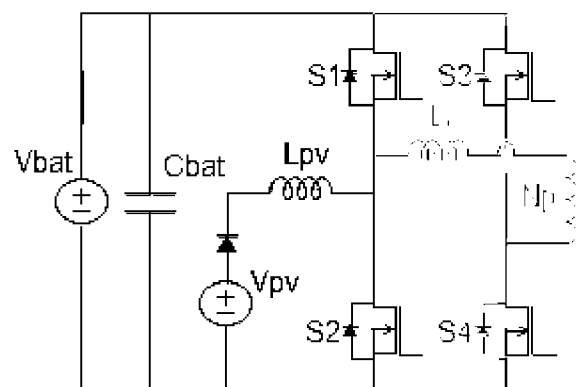
FONTE: O autor (2018).

### 3.1.2 Conversor Elevador

O outro conversor que compõe o inversor de três portas proposto é o conversor elevador (*boost*). Ele é formado pela fonte que representa o painel fotovoltaico  $V_{pv}$ , a indutância  $L_{pv}$ , os interruptores S1 e S2 e a fonte  $V_{bat}$ . Sua função é transferir a potência do painel fotovoltaico para a bateria. Sua modulação é feita por largura de pulso, alterando a razão cíclica  $D_{pv}$  do interruptor S2.

Através do controle de  $D_{pv}$  é possível realizar a busca pelo ponto máximo de potência (MPPT) do painel fotovoltaico. Na FIGURA 24 estão destacados apenas o primário do inversor de três portas e os elementos que formam o circuito elevador.

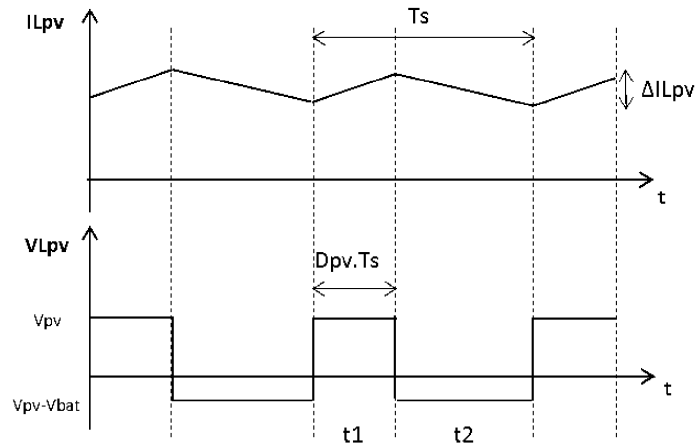
FIGURA 24 – CIRCUITO EQUIVALENTE DO CONVERSOR ELEVADOR



FONTE: O autor (2018).

A corrente e a tensão de saída do conversor elevador podem ser vistas na FIGURA 25.

FIGURA 25 – CORRENTE E TENSÃO NO INDUTOR DO CONVERSOR ELEVADOR



FONTE: O autor (2018).

O seu funcionamento é dividido em duas etapas, chamadas de  $t_1$  e  $t_2$ . Na primeira o interruptor  $S_2$  conduz e  $S_1$  permanece bloqueado. A energia produzida pela fonte  $V_{pv}$  é aplicada ao indutor  $L_{pv}$  e a sua corrente cresce linearmente. Essa etapa determina a razão cíclica  $D_{pv}$  do circuito. Na segunda etapa,  $t_2$ , o interruptor  $S_2$  é bloqueado e simultaneamente o diodo intrínseco do interruptor  $S_1$  passa a conduzir, com isso, a potência da fonte  $V_{pv}$  soma-se a energia armazenada no indutor  $L_{pv}$  e é direcionada para a bateria ( $V_{bat}$ ). As duas etapas  $t_1$  mais a etapa  $t_2$  formam o período de comutação ( $T_s$ ).

O circuito como apresentado na FIGURA 24 deve ter a tensão  $V_{bat}$  maior que  $V_{pv}$ , mas, é possível trabalhar com a tensão  $V_{bat}$  menor que  $V_{pv}$ . Para isso, as fontes podem ser trocadas de posição e o conversor passaria a operar como um abaixador (*buck*). Com o circuito trabalhando como abaixador as etapas  $t_1$  e  $t_2$  também são alteradas. Na etapa  $t_1$  o interruptor  $S_1$  conduz e o interruptor  $S_2$  é bloqueado, assim, a energia da fonte  $V_{pv}$  alimenta  $V_{bat}$  mais o indutor  $L_{pv}$ . Na segunda etapa o interruptor  $S_1$  é bloqueado e o interruptor  $S_2$  conduz e assim, a alimentação de  $V_{bat}$  seria realizada pelo indutor  $L_{pv}$ .

Com o projeto do conversor CC/CC elevador é possível controlar o fluxo de energia entregue pelo painel fotovoltaico às baterias. O controle da modulação é realizado através da razão cíclica do braço 1 do circuito ponte completa. Um



algoritmo de busca do ponto máximo de potência é utilizado para determinar essa razão cíclica.

### 3.1.3 Algoritmo de Busca do Ponto de Máxima Potência (MPPT)

A energia elétrica produzida pelo painel fotovoltaico é dependente da radiação solar incidente e da temperatura das células fotovoltaicas. Devido a essas variáveis e à baixa eficiência de conversão dessas células, entre 10% a 15%, métodos de rastreamento de máxima potência (MPPT) foram desenvolvidos. O MPPT garante a melhor condição de transferência de potência na saída do painel e mantém sua eficiência elevada.

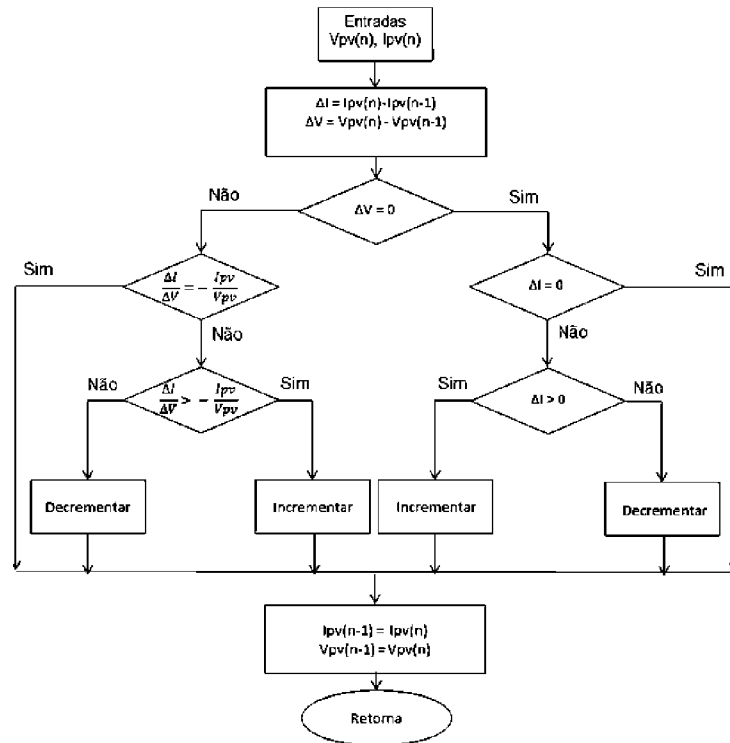
O ponto de máxima potência de painéis fotovoltaicos para uma dada incidência de radiação solar pode ser alcançado através do ajuste da corrente drenada do painel. Mudando a razão cíclica do conversor estático conectado ao painel é possível drenar diferentes níveis de corrente. Para aplicação no circuito proposto buscam-se algoritmos que apresentam boa precisão e que tenham menor complexidade computacional. Algoritmos como o Perturbe e Observe e a Condutância Incremental (BHATNAGAR e NEMA, 2013) apresentam poucos cálculos por interação, não dependem das características físicas e elétricas do painel e utilizam operações básicas como soma e multiplicação.

O algoritmo Perturbe e Observe tem como princípio de funcionamento provocar uma pequena perturbação na razão cíclica do conversor estático conectado a ele. Após a alteração da corrente, o comportamento da sua potência é observado. Sendo o processo de perturbação contínuo, existe uma oscilação constante em torno do máximo ponto de potência. Essa característica torna esse algoritmo lento para a resposta com as mudanças atmosféricas. Em contrapartida, o algoritmo é de baixa complexidade computacional com apenas três níveis de cálculo antes da tomada de decisão (ROSEMBACK, 2004).

Uma proposta que corrige a resposta lenta do Perturbe e Observe é o algoritmo Condutância Incremental. Desenvolvido e proposto por Hussein et al. (1995) sua tomada de decisão é realizada através da variação da condutância do sistema. Estando a potência do painel após o ponto de máxima potência, a resposta do sistema a um incremento terá derivada negativa. Com a potência do painel antes

do ponto de máxima potência a derivada será positiva e se o sistema estiver no ponto de máxima potência a derivada será zero. A FIGURA 26 apresenta o algoritmo do método de condutância incremental.

FIGURA 26 – FLUXOGRAMA DO ALGORITMO DE MPPT DA CONDUTÂNCIA INCREMENTAL



FONTE: Modificado de Lima et al. (2004).

O uso do algoritmo da Condutância Incremental torna o sistema mais rápido e com melhor resposta em variações atmosféricas. O algoritmo apresenta boa precisão, baixa complexidade de cálculo e não apresenta oscilações constantes em torno do ponto de máxima potência. Para aplicação no inversor de três portas proposto, o algoritmo da condutância incremental foi o escolhido.

### 3.2 OPERAÇÃO DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS

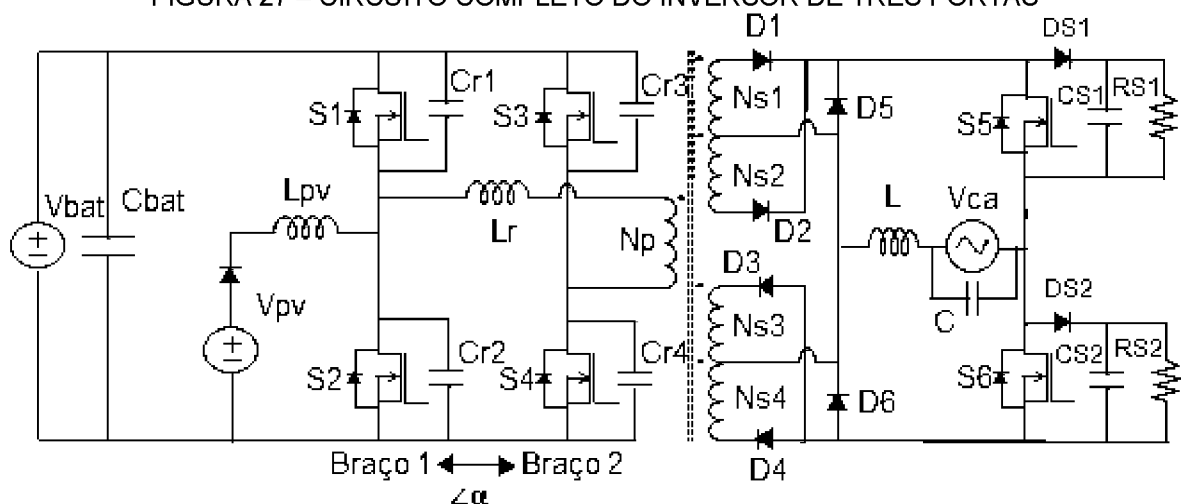
O inversor em ponte completa *unfolding* e o conversor elevador operam de forma integrada para formar o inversor de três portas. Enquanto a variável de controle  $\alpha$  atua sobre os quatro interruptores da ponte completa, a razão cíclica  $D_{pv}$  atua sobre os interruptores S1 e S2 do braço 1 da ponte completa. Como atuam sobre os mesmos interruptores a MDFM deve ser capaz de manter a corrente

senoidal na saída ao mesmo tempo em que o painel fotovoltaico permaneça no seu ponto de máxima potência.

O inversor de três portas é capaz de operar nos três modos, dupla entrada, dupla saída e uma entrada e uma saída. Como exemplo de operação, o modo dupla entrada será detalhado junto com a técnica de comutação com zero de tensão. Nesse modo a potência produzida pelo painel fotovoltaico mais a potência produzida pela bateria transferem energia para a rede CA.

A FIGURA 27 apresenta o circuito do inversor de três portas incluindo a capacitância parasita  $C_r$ , a indutância de ressonância  $L_r$  e o circuito *snubber* presente em paralelo com os interruptores S5 e S6. Os circuitos *snubber* têm como objetivo principal absorver os picos de tensão gerados caso haja energia armazenada no indutor  $L$  no momento de operação dos interruptores S5 e S6.

FIGURA 27 – CIRCUITO COMPLETO DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS



FONTE: O autor (2019).

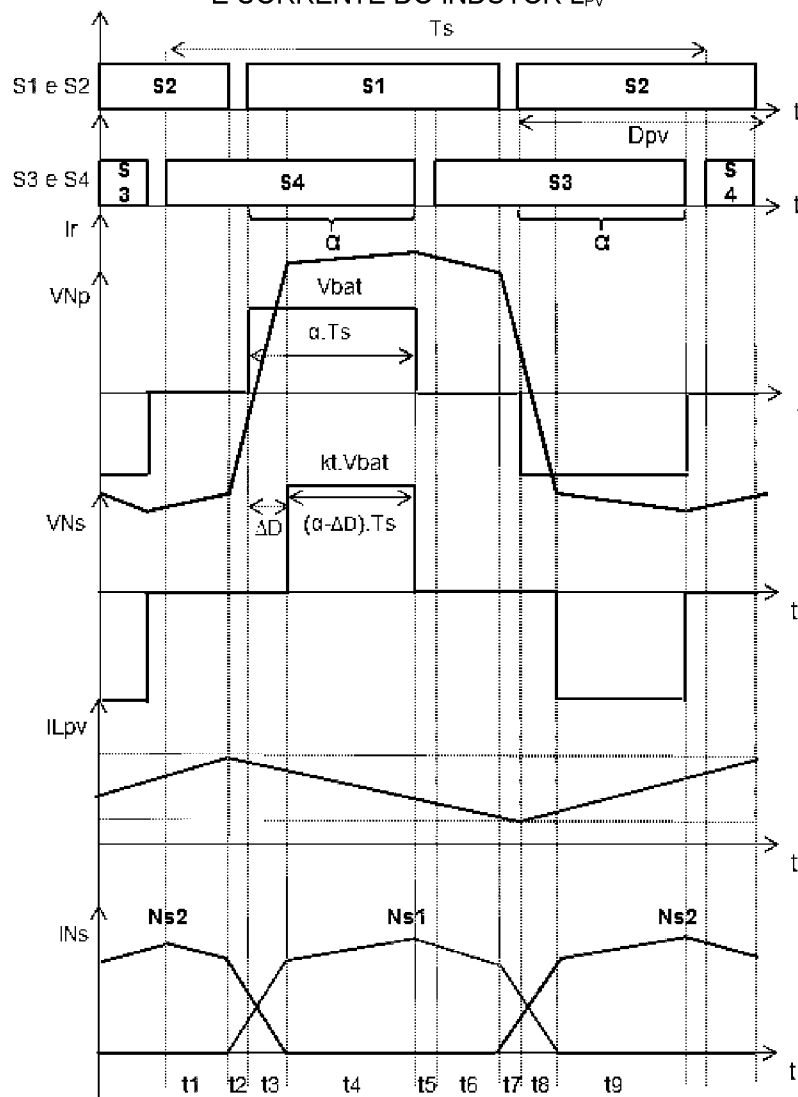
Para os interruptores do tipo MOSFET a comutação com tensão zero consiste em forçar a circulação de corrente pelo diodo em antiparalelo antes da condução do interruptor. O diodo em antiparalelo é levado a conduzir após o descarregamento da capacitância parasita presente no interruptor. A energia na indutância de dispersão do transformador força a descarga do capacitor parasita e na sequência a entrada em condução do diodo em antiparalelo com o interruptor.

No circuito proposto, a capacitância parasita é identificada como  $C_r$  e a Indutância de dispersão é chamada de indutância de ressonância ( $L_r$ ). A capacitância parasita ocorre nos interruptores MOSFET devido as suas

características intrínsecas, assim como a indutância de dispersão do transformador. O diodo em antiparalelo é inerente ao processo de produção do interruptor MOSFET. No inversor em ponte completa o diodo em antiparalelo tem o objetivo de conduzir a corrente com polaridade inversa que ocorre caso o conversor alimente uma carga indutiva.

Na FIGURA 28 estão representados os sinais de comando dos interruptores da ponte completa, a tensão no primário do transformador ( $V_{Np}$ ), a corrente no primário do transformador ( $I_r$ ), a tensão nos enrolamentos do secundário do transformador ( $V_{Ns}$ ), a corrente do indutor do conversor elevador ( $I_{Lpv}$ ) e a corrente dos enrolamentos do secundário ( $I_{Ns}$ ).

FIGURA 28 – FORMAS DE ONDA DOS SINAIS DE COMANDO DOS INTERRUPTORES, TENSÃO E CORRENTE NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR, TENSÃO E CORRENTE NO SECUNDÁRIO E CORRENTE DO INDUTOR  $L_{PV}$



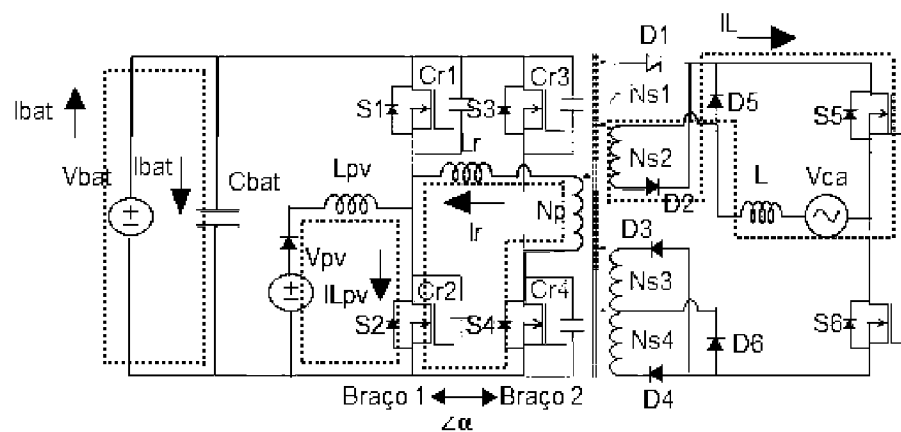
FONTE: O autor (2019).

As formas de onda são divididas em nove etapas representadas por  $t_1$  a  $t_9$ . As etapas de transição entre os interruptores de um mesmo braço são destacadas. Esse intervalo é caracterizado pelo tempo morto necessário para a técnica ZVS.

Está representado na FIGURA 28 o intervalo de operação  $T_s$  dos interruptores S1 a S4, a variável de controle da modulação por deslocamento de fase  $\alpha$ , a variável de controle da razão cíclica  $D_{pv}$ , a tensão da bateria  $V_{bat}$ , a relação de transformação  $k_t$  e a perda da razão cíclica  $\Delta D$ .

Na etapa  $t_1$  os interruptores S2 e S4 estão conduzindo, com isso, não há potência sendo transferida da fonte  $V_{bat}$  para a rede elétrica  $V_{ca}$ . A energia na indutância de ressonância, armazenada na etapa anterior, induz uma corrente de roda livre no primário do circuito. A rede elétrica  $V_{ca}$  está sendo alimentada pela energia armazenada no indutor L do filtro de saída. A FIGURA 29 apresenta o circuito nessa etapa, com as correntes sinalizadas pelas linhas tracejadas. Como o interruptor S2 está conduzindo a corrente drenada do painel, representada por  $I_{Lpv}$ , está crescendo linearmente. A corrente cresce no indutor  $L_{pv}$  pois a energia do painel fotovoltaico está sendo transferida para ele. Nessa análise considera-se a tensão no painel fotovoltaico constante.

FIGURA 29 – CORRENTES ATIVAS NA ETAPA T1



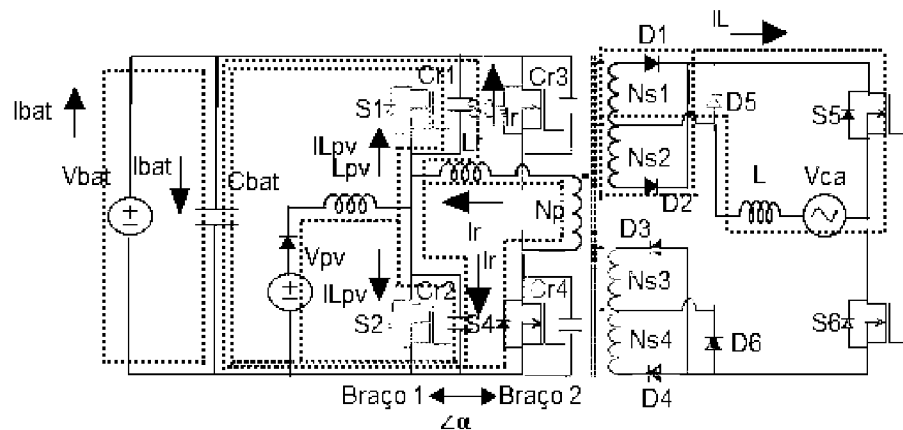
FONTE: O autor (2019).

Na etapa  $t_2$  ocorre o tempo morto entre os interruptores do braço 1. Após o bloqueio de S2 a capacitância parasita  $C_{r2}$  é carregada e a capacitância parasita  $C_{r1}$  é descarregada. Esse processo permite que o diodo em antiparalelo de S1 passe a conduzir. Após a condução do diodo, o interruptor S1 pode ser acionado com tensão

zero em seus terminais caracterizando a comutação ZVS. A duração do tempo morto foi ajustada para permitir a descarga da capacitância parasita do interruptor.

Esse transitório pode ser visto na FIGURA 30. A corrente no secundário passa a decair de forma mais acentuada no enrolamento  $N_{s2}$  e aumentar no enrolamento  $N_{s1}$ , ou seja, o enrolamento  $N_{s1}$  começa a assumir a corrente no secundário do transformador que inicialmente estava passando pelo enrolamento  $N_{s2}$ . A energia armazenada no indutor  $L_{pv}$  contribui para a carga e a descarga da capacitância parasita  $C_{r2}$  e  $C_{r1}$  respectivamente. Após condução do diodo antiparalelo do interruptor S1, a corrente sobre o indutor  $L_{pv}$  começa a decair de forma linear, mesmo antes do interruptor conduzir.

FIGURA 30 – CORRENTES ATIVAS NA ETAPA T2

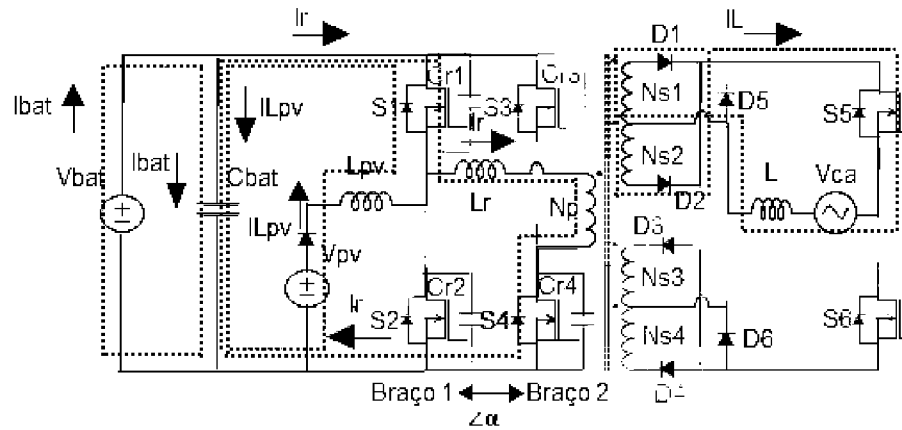


FONTE: O autor (2019).

No início da etapa t3 o interruptor S1 conduz. A corrente no primário inverte sua polaridade. A corrente no secundário cai a zero no enrolamento  $N_{s2}$  e passa a circular pelo enrolamento  $N_{s1}$ . A tensão no primário tem valor  $V_{bat}$ , mas no secundário permanece igual a zero até o momento que a corrente seja assumida pelo enrolamento  $N_{s1}$ . Portanto essa etapa é caracterizada pela perda da razão cíclica  $\Delta D$  representada na FIGURA 28.

A etapa t3 pode ser observada na FIGURA 31. Como S1 está conduzindo a corrente do indutor do conversor elevador decai linearmente. Com isso, a energia do painel fotovoltaico mais a energia do indutor  $L_{pv}$  são transferidas para a bateria. Como a energia que está sendo transferida para a rede CA é maior que a fornecida pelo painel fotovoltaico, a bateria também está descarregando.

FIGURA 31 – CORRENTES ATIVAS NA ETAPA T3

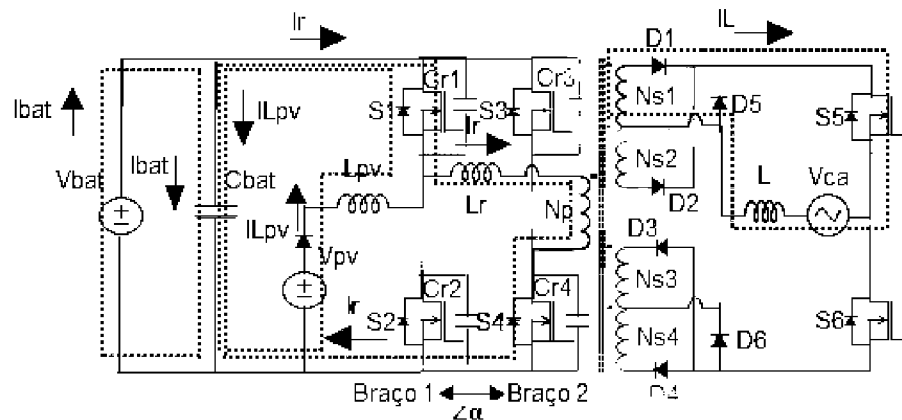


FONTE: O autor (2019).

Na etapa t4 a tensão  $V_{bat}$  permanece aplicada ao enrolamento primário do transformador. A energia produzida pelo painel fotovoltaico, somando-se à energia armazenada ao indutor  $L_{pv}$ , é transferida para o barramento  $C_{bat}$ . A corrente no secundário aumenta linearmente devido o indutor  $L$  estar armazenando energia e sua circulação ocorre pelo enrolamento  $N_{s1}$ , diodo  $D_1$ , interruptor  $S_5$ , indutor  $L$  e a rede elétrica  $V_{ca}$ .

A FIGURA 32 apresenta o circuito indicando as partes ativas com a circulação de corrente para essa etapa.

FIGURA 32 – CORRENTES ATIVAS NA ETAPA T4

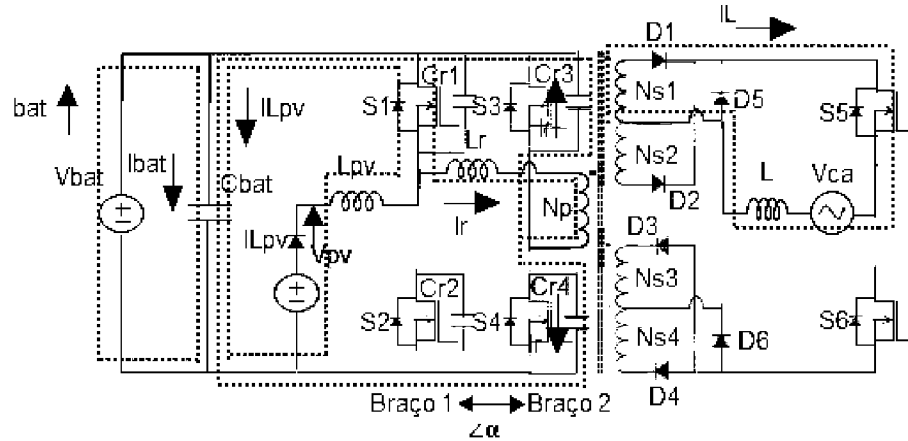


FONTE: O autor (2019).

A próxima etapa t5, FIGURA 33, é de tempo morto entre os interruptores do braço 2. O interruptor  $S_4$  é bloqueado, sua capacitância  $C_{r4}$  carrega enquanto a capacitância  $C_{r3}$  descarrega e após polarização do diodo intrínseco o interruptor  $S_3$  pode ser acionado com comutação suave ZVS. Como  $S_1$  permanece conduzindo a

energia do painel fotovoltaico mais a energia armazenada no indutor  $L_{pv}$  continua sendo transferida para o barramento  $C_{bat}$ .

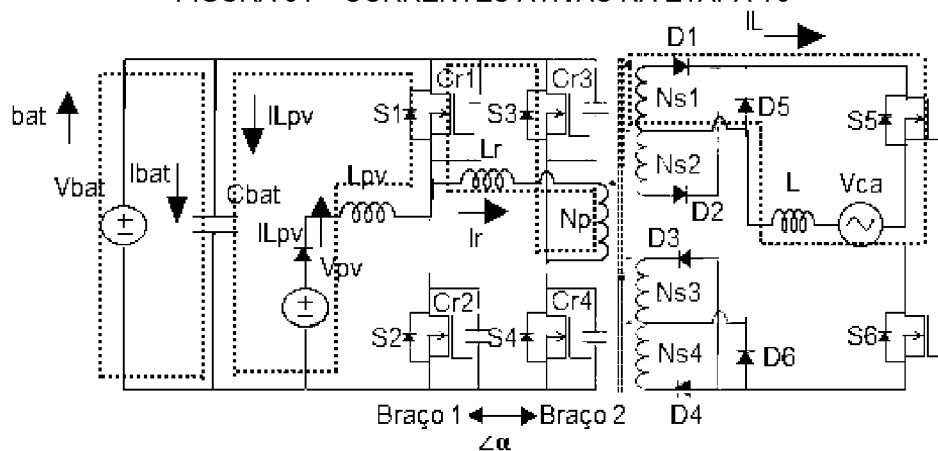
FIGURA 33 – CORRENTES ATIVAS NA ETAPA T5



FONTE: O autor (2019).

A próxima etapa  $t_6$  é caracterizada pela condução do interruptor  $S_3$ , etapa de corrente de roda livre. Os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  estão conduzindo. Não há potência sendo transmitida da bateria para a rede CA. A corrente no primário do transformador está em roda livre mantida pela energia armazenada na indutância de ressonância  $L_r$ . A corrente no secundário também permanece em roda livre com a rede elétrica sendo alimentada através da indutância  $L$  do filtro de saída. A FIGURA 34 apresenta essa etapa. O conversor elevador continua transferindo energia para o barramento  $C_{bat}$ .

FIGURA 34 – CORRENTES ATIVAS NA ETAPA T6



FONTE: O autor (2019).



As etapas t7 e t8 são semelhantes às etapas t2 e t3 respectivamente. A etapa t7 é o tempo morto entre o bloqueio do interruptor S1 e condução de S2. Mesmo com o bloqueio do interruptor S1 a energia do painel fotovoltaico mais a energia armazenada no indutor  $L_{pv}$  continuam sendo transferidas para a bateria. Nessa etapa a corrente do secundário cresce sobre o enrolamento  $N_{s2}$  enquanto decai no enrolamento  $N_{s1}$ . O conversor elevador passa a armazenar energia na indutância  $L_{pv}$  e por isso a corrente nesse indutor volta a crescer.

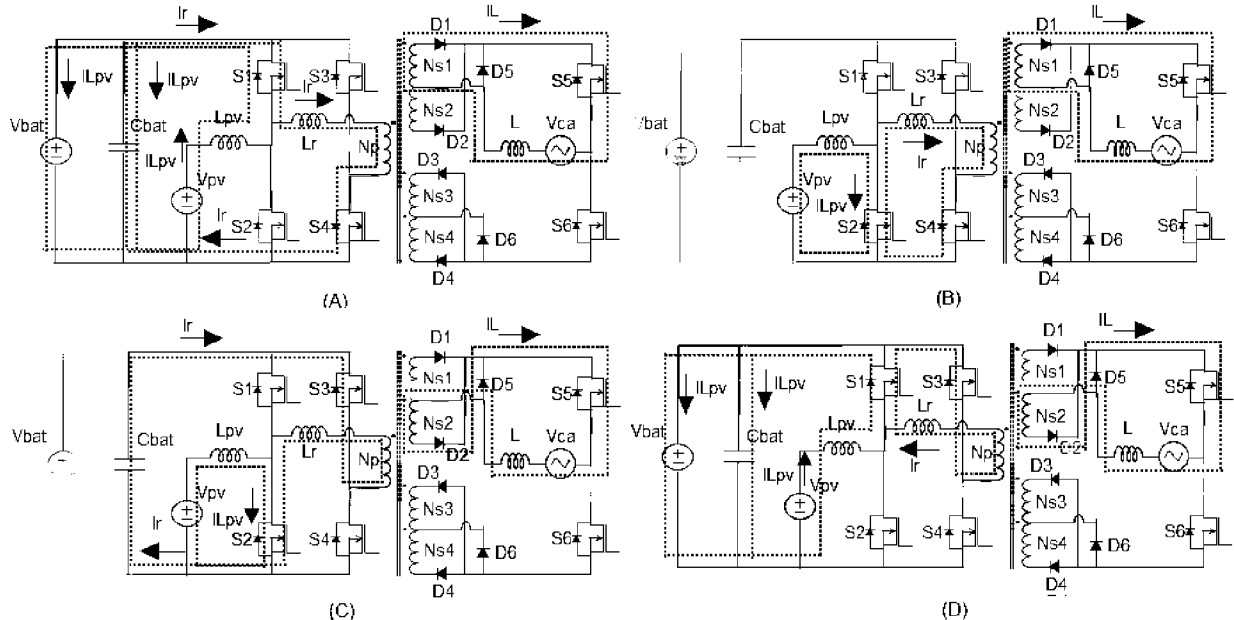
Iniciando a etapa t8, o interruptor S2 é acionado. A tensão no primário tem seu valor nominal, mas a tensão no secundário permanece igual a zero. A corrente no primário inverte e chega até seu valor máximo. No secundário a corrente passa a circular no enrolamento  $N_{s2}$  e no enrolamento  $N_{s1}$  ela chega a zero. Somente após o enrolamento  $N_{s2}$  assumir toda a corrente a tensão sobre o secundário assume o seu valor nominal. Com S2 conduzindo a corrente do indutor  $L_{pv}$  do conversor elevador passa a crescer.

Na etapa t9 os interruptores S2 e S3 permanecem conduzindo e a tensão na bateria  $V_{bat}$  é aplicada ao primário do transformador. A energia produzida pelo painel fotovoltaico é armazenada no indutor  $L_{pv}$ . A corrente no secundário aumenta linearmente devido ao indutor L estar armazenando energia e sua circulação é pelo enrolamento  $N_{s2}$ , diodo  $D_2$ , interruptor S5, filtro de saída L e rede elétrica  $V_{ca}$ . Terminando essa etapa ocorre o retorno à etapa t1.

No exemplo de operação apresentado o interruptor S5 permaneceu o tempo todo conduzindo considerando somente o semiciclo positivo da onda senoidal de saída. Se fosse considerado o semiciclo negativo o interruptor S6 estaria conduzindo e a corrente induzida no secundário circularia pelos enrolamentos  $N_{s3}$  e  $N_{s4}$ , diodos  $D_3$  e  $D_4$ , filtro de saída e a rede elétrica  $V_{ca}$ .

Para o inversor funcionando no modo de dupla saída, o painel fotovoltaico transfere energia para a rede CA com o excedente carregando a bateria. Processo que pode ser visto na FIGURA 35. A energia produzida pelo painel fotovoltaico é transferida para o barramento  $C_{bat}$  e como é maior que a energia transferida para a rede CA o excedente é armazenado na bateria.

FIGURA 35 – INVERSOR DE TRÊS PORTAS FUNCIONANDO COMO DUPLA SAÍDA. (A) ENERGIA DO PAINEL FOTOVOLTAICO CARREGA A BATERIA E O BARRAMENTO PRINCIPAL, ENERGIA DO BARRAMENTO É DIRECIONADA PARA CARGA CA (B) CORRENTE DO PAINEL FOTOVOLTAICO RECEBE UM INCREMENTO E A CORRENTE NO SECUNDÁRIO ESTÁ EM RODA LIVRE CORRENTE DO PAINEL FOTOVOLTAICO RECEBE UM INCREMENTO E A ENERGIA DO BARRAMENTO É DIRECIONADA PARA A CARGA CA (D) A ENERGIA DO PAINEL FOTOVOLTAICO CARREGA A BATERIA E O BARRAMENTO PRINCIPAL E A CORRENTE NO SECUNDÁRIO ESTÁ EM RODA LIVRE



FONTE: O autor (2018).

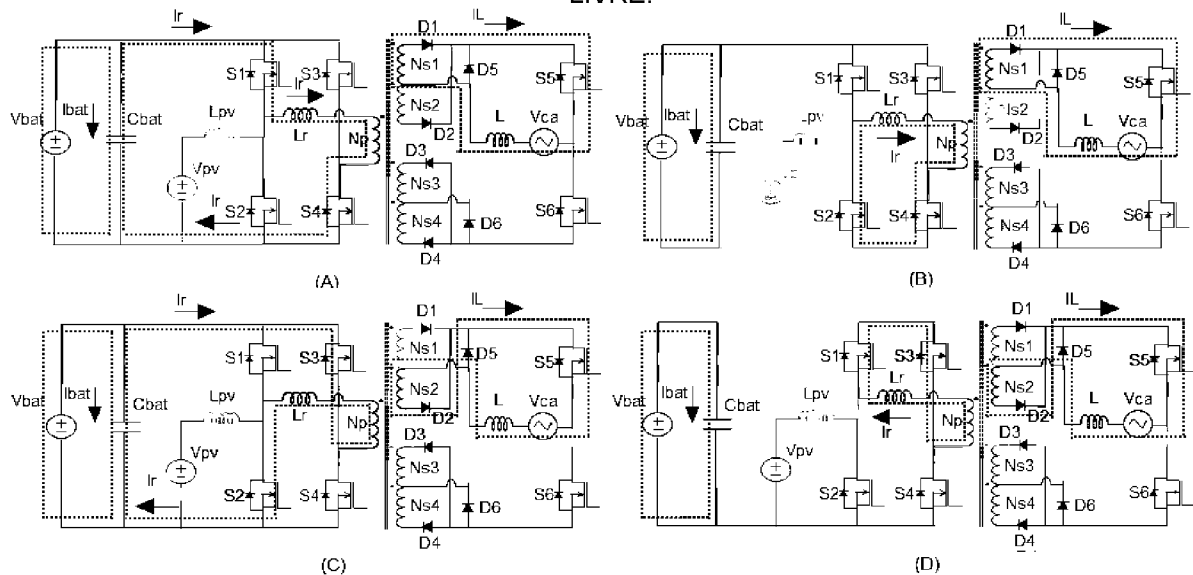
Se o inversor estiver trabalhando com uma entrada e uma saída têm-se duas situações. A primeira pode ser vista na FIGURA 36 e acontece quando apenas a bateria está alimentando a carga CA, em um período sem insolação, por exemplo. A segunda, apresentada na FIGURA 37, ocorre quando o painel fotovoltaico está produzindo uma potência igual a que está sendo transferida para a rede CA.

No primeiro caso a energia da bateria é direcionada para a rede CA através da modulação por deslocamento de fase no inversor em ponte completa *unfolding*. No segundo caso a energia do painel é transferida para a rede CA através da bateria e do barramento C<sub>bat</sub>. Nesse caso o fluxo médio de corrente na bateria é igual a zero, pois, toda a energia proveniente do painel que chega a bateria é posteriormente direcionada a carga CA.

Na prática em qualquer modo de operação a bateria estará em processo de carga e descarga contínua. Se o painel fotovoltaico estiver apenas suprindo a potência transferida para a rede CA o estado de carga da bateria permanece constante. Com o painel carregando a bateria o fluxo de potência na bateria será

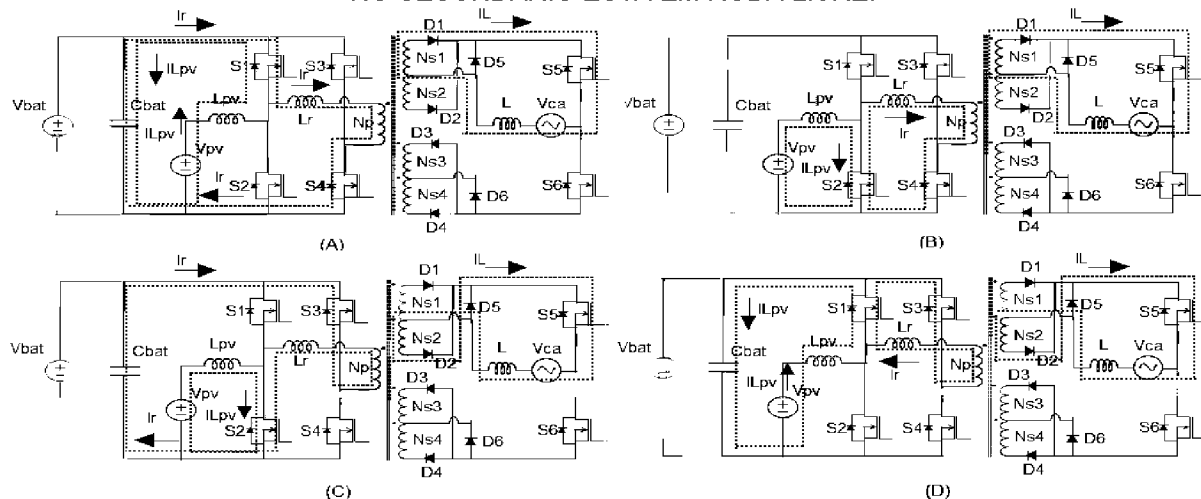
positivo e se a bateria estiver fornecendo energia para carga CA, seu fluxo de potência será negativo.

FIGURA 36 – INVERSOR DE TRÊS PORTAS OPERANDO COM UMA ENTRADA E UMA SAÍDA, O PAINEL FOTOVOLTAICO NÃO ESTÁ PRODUZINDO ENERGIA E A CARGA CA É MANTIDA PELA BATERIA. (A) E (C) ENERGIA DA BATERIA CARREGA O BARRAMENTO PRINCIPAL E A ENERGIA DO BARRAMENTO ALIMENTA A CARGA CA, (B) E (D) A ENERGIA DA BATERIA CARREGA O BARRAMENTO PRINCIPAL E A CORRENTE NO SECUNDÁRIO ESTÁ EM RODA LIVRE.



FONTE: O autor (2018).

FIGURA 37 – INVERSOR DE TRÊS PORTAS OPERANDO COM UMA ENTRADA E UMA SAÍDA, COM A CARGA CA SENDO MANTIDA APENAS PELA ENERGIA PRODUZIDA PELO PAINEL FOTOVOLTAICO. (A) A ENERGIA DO PAINEL FOTOVOLTAICO CARREGA O BARRAMENTO PRINCIPAL E A ENERGIA DO BARRAMENTO É DIRECIONADA PARA CARGA CA (B) A CORRENTE DO PAINEL FOTOVOLTAICO RECEBE UM INCREMENTO E A CORRENTE NO SECUNDÁRIO ESTÁ EM RODA LIVRE, (C) A CORRENTE DO PAINEL FOTOVOLTAICO RECEBE UM INCREMENTO E A ENERGIA DO BARRAMENTO É DIRECIONADA PARA A CARGA CA (D) A ENERGIA DO PAINEL FOTOVOLTAICO CARREGA O BARRAMENTO PRINCIPAL E A CORRENTE NO SECUNDÁRIO ESTÁ EM RODA LIVRE.



FONTE: O autor (2018).

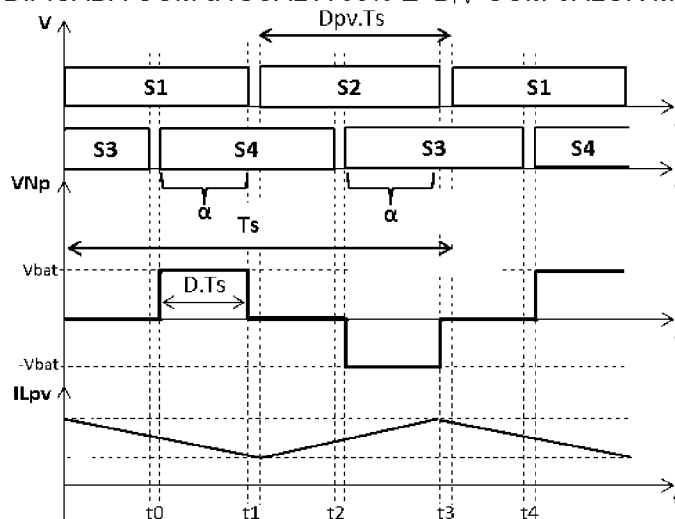
### 3.3 MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE MODIFICADA

O objetivo da MDFM é manter o ponto de máxima potência do painel fotovoltaico sem alterar a corrente senoidal injetada na rede elétrica  $V_{ca}$ . Para que isso ocorra o valor da razão cíclica  $D_{pv}$  depende do valor instantâneo do ângulo  $\alpha$  e do período de comutação  $T_s$ . Assim, enquanto o ângulo  $\alpha$  varia constantemente para impor uma corrente senoidal na saída CA em fase com a tensão, a razão cíclica  $D_{pv}$  apresenta três condições de operação.

A primeira condição está na FIGURA 38, onde estão representados os sinais de comando dos interruptores S1 a S4, as formas de onda da tensão no primário do transformador ( $V_{Np}$ ) e a corrente do indutor  $L_{pv}$  ( $I_{Lpv}$ ).

A tensão aplicada ao primário do transformador apresenta valor igual à tensão do barramento  $V_{bat}$  quando há sobreposição entre os interruptores S1 e S4 e tensão  $-V_{bat}$  quando há sobreposição dos interruptores S2 e S3. Quando há sobreposição entre os interruptores S1 e S3 ou S2 e S4 não há tensão sendo aplicada ao primário do transformador. A corrente do indutor  $L_{pv}$  cresce linearmente quando S2 está conduzindo e decresce quando S1 está conduzindo.

FIGURA 38 – FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE MODIFICADA COM  $\alpha$  IGUAL A 50% E  $D_{pv}$  COM VALOR MÉDIO



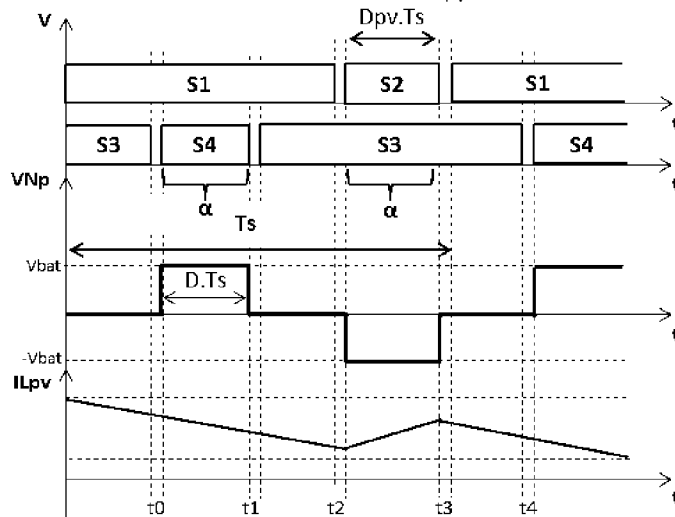
FONTE: O autor (2018).

Na representação gráfica o ângulo  $\alpha$  apresenta sobreposição de 50%, sendo um dado momento de operação do inversor de três portas. A razão cíclica  $D_{pv}$  apresenta sua primeira condição com valor igual à metade do período de operação

$T_s$ . Para uma análise inicial supõe-se que nessa condição a corrente  $I_{L_{pv}}$  oscila em torno de um valor médio constante. Com os interruptores S1 e S2 mantendo um tempo igual de acionamento não há alteração no fluxo médio de potência entre a fonte  $V_{pv}$  e  $V_{bat}$ , assim, a potência transferida do painel fotovoltaico ( $V_{pv}$ ) para a bateria ( $V_{bat}$ ) permanece constante.

Na FIGURA 39 é apresentado o exemplo com a segunda condição de operação, onde a razão cíclica  $D_{pv}$  tem seu valor reduzido. O ângulo  $\alpha$  permanece com o mesmo valor de sobreposição da primeira condição.

FIGURA 39 – FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE MODIFICADA COM  $\alpha$  IGUAL A 50% E  $D_{PV}$  COM VALOR MÍNIMO

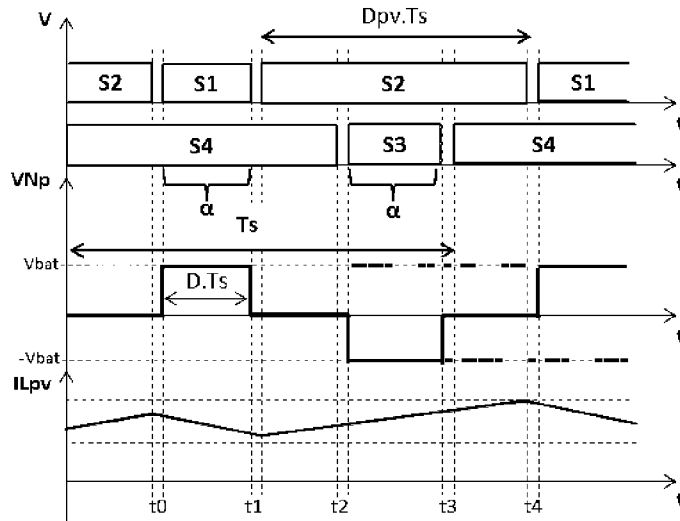


FONTE: O autor (2018).

Observa-se que a razão cíclica  $D_{pv}$  do braço 1 diminuiu em relação à FIGURA 38. Como consequência o interruptor S1 fica mais tempo conduzindo que S2 e o resultado é a redução no valor médio da corrente  $I_{L_{pv}}$ . Contudo a tensão aplicada ao primário do transformador não sofreu alteração. Mantendo o ângulo  $\alpha$  de sobreposição entre S1 e S4 e S2 e S3.

Uma terceira condição é possível aumentando a razão cíclica  $D_{pv}$ . A FIGURA 40 representa essa condição. Aumentando a razão cíclica  $D_{pv}$  há um acréscimo do valor médio da corrente do indutor  $L_{pv}$ , mas sem alteração na tensão aplicada ao primário do transformador.

FIGURA 40 – FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE MODIFICADA COM  $\alpha$  IGUAL A 50% E DPV COM VALOR MÁXIMO



FONTE: O autor (2018).

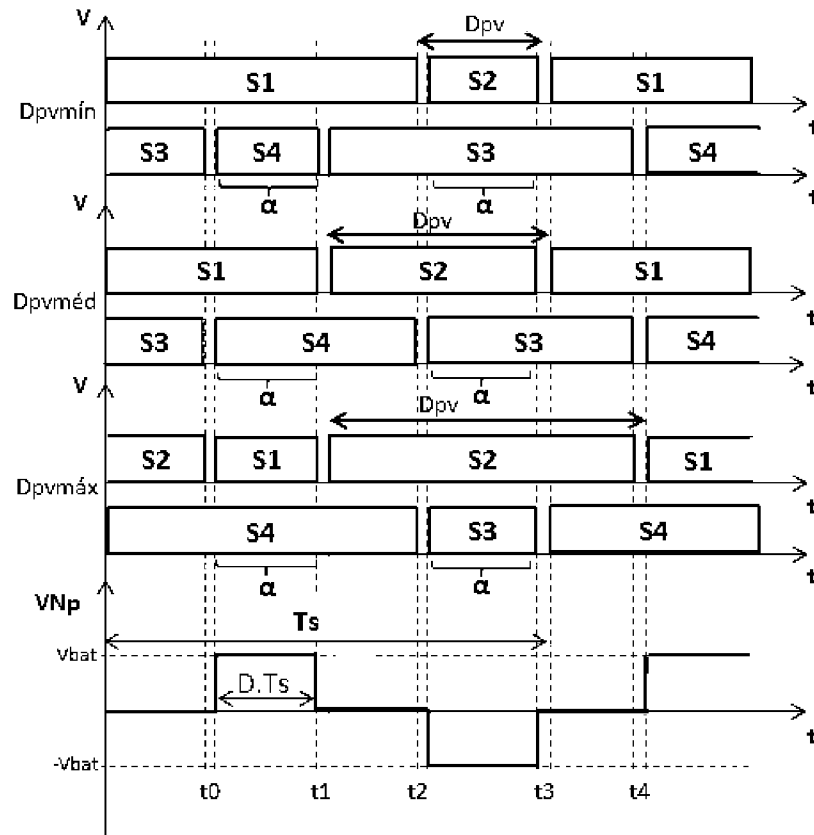
Para manter o ângulo  $\alpha$  sem alterações, alterando a razão cíclica  $D_{pv}$  do braço 1 é necessário alterar também a razão cíclica do braço 2. Como exemplo, entre as etapas  $t_1$  e  $t_2$  na FIGURA 40, houve o aumento do tempo de acionamento do interruptor S2 em comparação com a FIGURA 39. Aumentando o tempo de S2 foi necessário aumentar também o tempo de acionamento de S4 para manter o ângulo  $\alpha$  com 50% de sobreposição e a tensão  $V_{Np}$  igual a zero entre as etapas  $t_1$  e  $t_2$ .

O valor que a razão cíclica  $D_{pv}$  pode assumir é limitado pelo ângulo  $\alpha$  da modulação por deslocamento de fase. O valor mínimo da razão cíclica  $D_{pv}$  é igual ao valor do ângulo  $\alpha$  naquele instante de operação e o valor máximo da razão cíclica  $D_{pv}$  é o complemento do período  $T_s$  em relação ao ângulo  $\alpha$ . As três condições apresentadas não alteram o período de operação  $T_s$  e não alteram a tensão aplicada ao primário do transformador. Garante-se assim, uma saída senoidal controlada no secundário do circuito enquanto é possível drenar uma maior ou menor corrente do painel fotovoltaico.

Relacionando os valores da razão cíclica  $D_{pv}$  com meio período de comutação e considerando o valor ângulo  $\alpha$  da modulação de deslocamento de fase entre 0% e 100%, a razão cíclica mínima tem valor igual ao meio período de comutação ( $D_{pvmin} = \frac{1}{2}.T_s.\alpha$ ). O valor máximo é igual a meio período de comutação mais o complemento do ângulo  $\alpha$  ( $D_{pvmáx} = \frac{1}{2}.T_s.[1+(1-\alpha)]$ ) e o seu valor médio é igual a meio período de operação ( $D_{pvméd} = \frac{1}{2}.T_s$ ).

Na FIGURA 41 está o resumo das três condições definidas anteriormente.

FIGURA 41 – FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE MODIFICADA PARA OS TRÊS DIFERENTES VALORES DA RAZÃO CÍCLICA  $D_{pv}$



FONTE: O autor (2018).

A tomada de decisão se a razão cíclica  $D_{pv}$  será máxima, mínima ou média é baseada no algoritmo de MPPT. Se for necessário drenar uma corrente maior do painel fotovoltaico a razão cíclica  $D_{pv}$  aumenta e se for necessário drenar uma corrente menor a razão cíclica  $D_{pv}$  diminui.

O princípio de funcionamento da técnica de modulação do inversor de três portas proposto é o mesmo da técnica apresentada por Li et al. (2012). A diferença está na corrente alternada para conexão com a rede elétrica, onde, a variável da modulação por deslocamento de fase muda seu valor seguindo a referência senoidal. Portanto, a razão cíclica opera em um intervalo entre 0% a 90%. Enquanto a proposta de Li et al. (2012) mantém o ângulo da modulação por deslocamento de fase praticamente fixo em 50% da razão cíclica, para garantir a saída em CC.

O desafio da técnica de modulação para o inversor de três portas proposto são os valores das duas variáveis alterando constantemente. Seu controle deve ser capaz de manter a saída senoidal sem alteração ao mesmo tempo que o painel esteja operando no máximo ponto de potência.

### 3.4 CARACTERÍSTICAS DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS

Algumas características elétricas do inversor de três portas devem ser consideradas. Entre elas está o desequilíbrio de corrente no primeiro braço da ponte completa em relação ao segundo braço. Essas correntes contribuem para a técnica de ZVS e para as perdas por condução nos interruptores MOSFET e no indutor do circuito elevador. As perdas são minimizadas escolhendo interruptores com baixa resistência ( $R_{d(on)}$ ) quando em condução e no projeto do indutor do conversor elevador as perdas no cobre devem ser minimizadas. Outro ponto de atenção é a limitação da razão cíclica  $D_{pv}$  na operação do MPPT. Ela é ocasionada pelo ângulo  $\alpha$  da modulação por deslocamento de fase. Essa condição pode influenciar na busca do ponto máximo de potência do painel fotovoltaico.

Observando os componentes que formam o inversor proposto, o capacitor do barramento de corrente contínua e as baterias estão sempre em carga ou descarga. Essa condição pode ser vista no fluxo de corrente dos três modos de operação do circuito. O filtro na saída CA, o compensador de corrente e o projeto físico do transformador não são afetados pelas correntes do conversor elevador e podem ser projetados através da característica do circuito inversor em ponte completa com transformador e considerando apenas a modulação por deslocamento de fase.

A proposta de topologia não apresenta fluxo bidirecional de energia, com a bateria sendo apenas carregada pela energia produzida pelo painel fotovoltaico. Também somente permite operar com fator de potência unitário, sendo que os interruptores S5 e S6 devem ser acionados seguindo a referência da rede elétrica, mantendo a corrente que é injetada em fase com essa tensão.

O inversor de três portas proposto pode operar conectado a rede elétrica ou alimentando uma carga CA de forma ilhado. Para o projeto proposto a função do inversor de três portas será de deslocamento de carga, e assim, os componentes e o controle serão projetados para avaliar esse modelo de operação. Para a operação do deslocamento a carga a energia do painel fotovoltaico é direcionada para bateria. Após carregar a bateria, a potência produzida pelo painel fotovoltaico passa a ser injetada na rede elétrica CA. No período noturno, horário de pico com tarifação maior, a energia carregada na bateria   utilizada.



## 4 PROJETO DOS COMPONENTES DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS

As características elétricas do inversor de três portas proposto estão na TABELA 2. Os dados apresentados são utilizados para escolha dos componentes elétricos que formam o inversor de três portas, sua modelagem e projeto dos magnéticos.

TABELA 2 – CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS CIRCUITO

PARÂMETROS	VALOR
Potência Nominal ( $P_n$ )	200 W
Tensão Painéis Fotovoltaicos ( $V_{pv}$ )	32 V
Tensão Baterias ( $V_{bat}$ )	48 V
Tensão eficaz Rede Elétrica ( $V_{ca}$ )	127 V
Corrente eficaz Filtro de Saída ( $I_L$ )	1,57 A
Corrente pico no Primário ( $I_i$ )	9,42 A
Corrente pico Painel ( $I_{Lpv}$ )	8,7 A
Frequência Rede Elétrica	60 Hz
Frequência de Comutação ( $f_s$ )	100 kHz
Relação de Transformação ( $k_t$ )	1:6

FONTE: O autor (2019).

### 4.1 INTERRUPTORES MOSFET E COMUTAÇÃO COM TENSÃO ZERO

A escolha do MOSFET é baseada no máximo valor eficaz da corrente suportada e na máxima tensão quando em bloqueio. A sua resistência quando em condução  $R_{d(on)}$  deve ser a menor possível, estando essa relacionada com as perdas de condução. Devido ao transformador há duas características de tensão e de corrente. No primário o pico da corrente atinge 9,42 A e a tensão do barramento de 48 V. No secundário a tensão sobre o MOSFET tem valor de 576 V e corrente que circula por ele de 2,23 A de pico.

Para o primário do transformador foi escolhido o MOSFET IRF1010 e para o secundário o MOSFET 11N80C3. O MOSFET IRF1010 suporta valor eficaz de corrente até 75 A e uma tensão de bloqueio de 60 V com a resistência em condução no valor de 8,5 m $\Omega$ . O modelo 11N80C3 suporta valor eficaz e corrente até 11 A, com a tensão de bloqueio de 800 V e resistência em condução de 0,45  $\Omega$ . Os valores relativamente baixos das resistências em condução e as especificações

elétricas de corrente direta e de tensão de bloqueio foram os parâmetros utilizados para escolha desses componentes.

Com a escolha dos interruptores do primário, S1 a S4, é possível calcular o valor da capacitância parasita ( $C_r$ ) que é utilizada na técnica de comutação com tensão zero. O cálculo é realizado pela EQUAÇÃO 1, formada pelo termo  $4/3$  multiplicado pela capacitância dreno-fonte do MOSFET ( $C_{oss}$ ). O termo  $4/3$  corresponde a duas vezes o armazenamento de energia na capacitância, considerando sua não linearidade (SABATE et al. 1990).

$$C_r = \frac{4}{3} \cdot C_{oss} \quad (1)$$

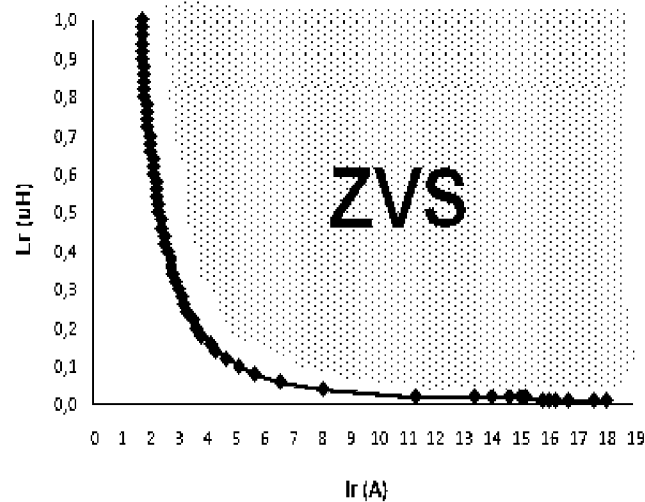
Para o MOSFET IRF1010 a capacitância parasita apresentou valor de 680 pF.

A técnica da comutação com tensão zero utiliza a energia armazenada na indutância de ressonância ( $L_r$ ). Formada pela indutância de dispersão do transformador. É possível incluir uma indutância externa em série com o enrolamento para otimizar a técnica de comutação com tensão zero. Sabate et al. (1990) define que a energia presente na indutância de ressonância deve ser maior que duas vezes a energia presente na capacitância parasita. A EQUAÇÃO 2 mostra essa condição.

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot I_r^2 > C_r \cdot V_{bat}^2 \quad (2)$$

Substituindo o valor da capacitância parasita  $C_r$  e com  $V_{bat}$  igual a 48 V a curva da FIGURA 42 é apresentada. Esse gráfico representa os possíveis valores de corrente onde a comutação com tensão zero pode ocorrer, considerando os valores da indutância de ressonância  $L_r$ .

FIGURA 42 – RELAÇÃO ENTRE A INDUTÂNCIA DE RESSONÂNCIA E AS CONDIÇÕES DE CORRENTE NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR QUE GARANTEM A COMUTAÇÃO COM TENSÃO ZERO (ZVS)

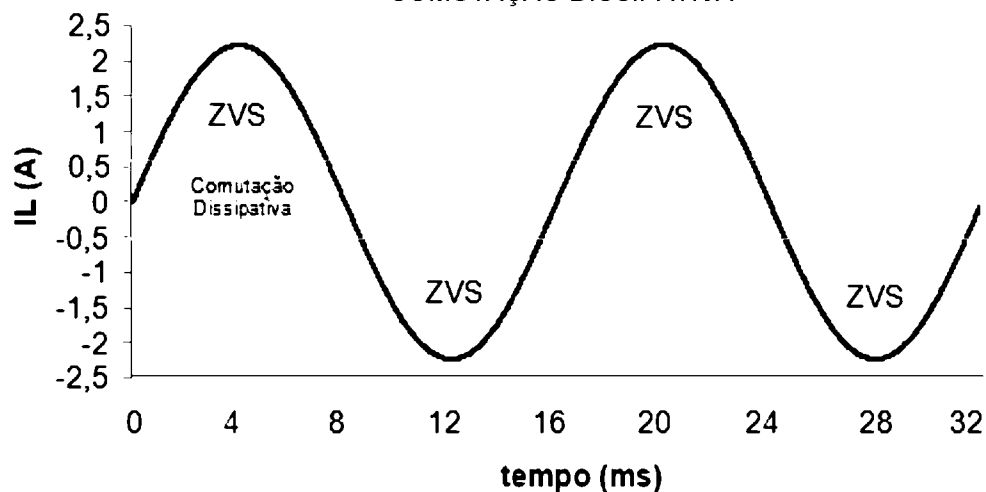


FONTE: Modificado de Marques et al. (2018).

No projeto do inversor de três portas o valor da indutância de ressonância é escolhido para que em até 70% do tempo de operação o conversor alcance a comutação com tensão zero. Esse valor corresponde a correntes maiores que 3,2 A circulando pelo primário do transformador, com isso, a indutância escolhida é de 0,25  $\mu\text{H}$ .

A FIGURA 43 apresenta a corrente sobre o indutor do filtro de saída indicando o momento de operação que o inversor de três portas apresenta comutação dissipativa.

FIGURA 43 – CORRENTE DO INDUTOR NO FILTRO DE SAÍDA INDICANDO A REGIÃO DE COMUTAÇÃO DISSIPATIVA



FONTE: Modificado de Marques et al. (2019).

Para uma corrente no primário do transformador com valor de 3,2 A a corrente no secundário é de 533 mA. Acima desse valor, os interruptores da ponte completa são capazes de acionamento com tensão zero.

Segundo Sabate et al. (1990) o tempo morto necessário para a troca de energia entre a indutância de ressonância e as capacitâncias parasitas pode ser determinado através do período de ressonância senoidal formado pelo circuito LC. A energia é deslocada de um componente a outro em um tempo igual a um quarto período de ressonância. A EQUAÇÃO 3 representa esse período, com  $\delta$  definido como o tempo morto necessário para a comutação com tensão zero.

$$\delta = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r} \quad (3)$$

Para a capacitância parasita de 680 pF e a indutância de ressonância de 250 nH o tempo morto mínimo tem valor de 20 ns.

#### 4.2 PROJETO DO INDUTOR DO CONVERSOR ELEVADOR

Segundo Erickson e Maksimovic (2001) a EQUAÇÃO 4 pode ser utilizada no cálculo do indutor do conversor elevador  $L_{pv}$ .

$$L_{pv} = \frac{V_{pv} \cdot D_{pv}}{\Delta I_{L_{pv}} \cdot f_s} \quad (4)$$

Onde  $V_{pv}$  é a fonte de tensão aplicada ao indutor durante a razão cíclica  $D_{pv}$ ,  $\Delta I_{L_{pv}}$  é a variação pico a pico da ondulação da corrente e  $f_s$  a frequência de operação do circuito.

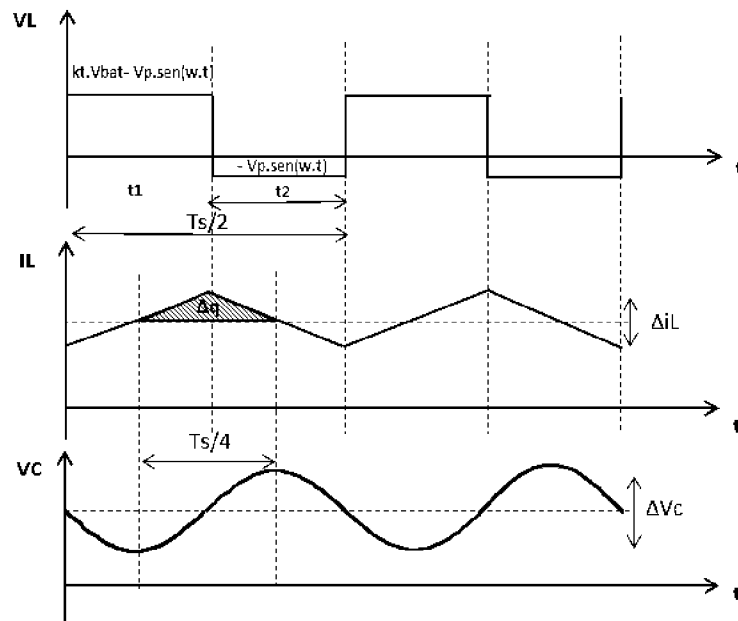
Os valores para cálculo do indutor do conversor elevador são retirados da TABELA 2. Com uma frequência de operação de 100 kHz e corrente máxima de 8,7 A, ondulação da corrente de 4,2% e razão cíclica  $D_{pv}$  de 0,9, o indutor do conversor elevador apresenta valor igual a 800  $\mu$ H. Esse valor será utilizado no projeto físico desse componente.

### 4.3 FILTRO DE SAÍDA LC

O filtro LC aplicado na saída CA do inversor de três portas tem a função de evitar componentes harmônicas em alta frequência na corrente injetada na rede.

A FIGURA 44 representa a tensão  $V_L$  e a corrente  $I_L$  do indutor do filtro de saída e a tensão  $V_C$  sobre o capacitor do filtro. As formas de onda são referentes a ondulação de alta frequência sobre os componentes.

FIGURA 44 – FORMA DE ONDA DA TENSÃO E DA CORRENTE DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA E FORMA DE ONDA DA TENSÃO DO CAPACITOR DO FILTRO DE SAÍDA



FONTE: Modificado de Barbi et al. (2007).

A frequência da tensão aplicada no indutor na saída CA é o dobro da frequência dos interruptores no lado de baixa tensão. Essa característica ocorre devido ao arranjo dos enrolamentos do secundário que mantêm a corrente do indutor sempre no mesmo sentido.

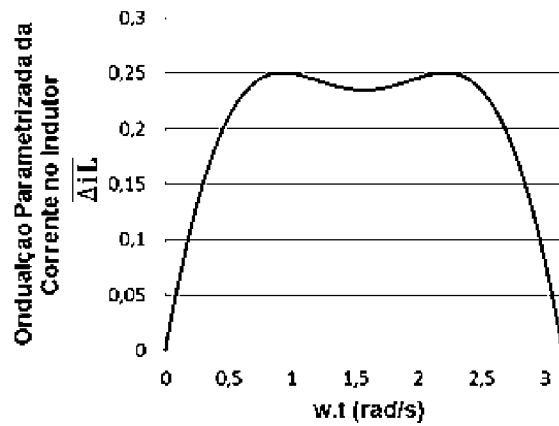
Barbi et al. (2007) apresenta a EQUAÇÃO 5 como a definição da ondulação parametrizada do indutor do filtro de saída ( $\Delta i_L$ ).

$$\Delta i_L = \frac{\Delta i_L \cdot 2 \cdot L}{T_s \cdot k_t \cdot V_{bat}} = \left[ \frac{V_p}{k_t \cdot V_{bat}} \cdot \sin(\omega t) - \left( \frac{V_p}{k_t \cdot V_{bat}} \cdot \sin(\omega t) \right)^2 \right] \quad (5)$$

Onde o período de operação do conversor é representado por  $T_s$ ,  $k_t$  é a relação de transformação,  $V_{bat}$  é a tensão do barramento de corrente contínua,  $V_p$  a tensão de pico da rede,  $\Delta iL$  a ondulação da corrente do indutor e  $L$  o valor da indutância.

Com a EQUAÇÃO 5 é possível construir o gráfico da FIGURA 45. Esse gráfico representa o pico da ondulação parametrizada no indutor em relação à frequência angular da rede. Com  $V_p$  igual a 180 V,  $k_t$  igual a 6 e  $V_{bat}$  igual a 48 V, valores de projeto retirados da TABELA 2.

FIGURA 45 – ONDULAÇÃO PARAMETRIZADA DA CORRENTE NO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA EM RELAÇÃO À VELOCIDADE ANGULAR DA REDE



FONTE: O autor (2018).

A EQUAÇÃO 6 é definida através da EQUAÇÃO 5, isolando a indutância  $L$  e substituindo o valor parametrizado da ondulação ( $\Delta iL$ ). Esse valor é retirado da FIGURA 45 onde deve ser escolhido o pior caso, ou seja, o valor de 0,25 A.

$$L = \frac{k_t \cdot V_{bat} \cdot \overline{\Delta iL}}{2 \cdot \Delta iL \cdot f_s} \quad (6)$$

Para o cálculo do capacitor do filtro LC assume-se que toda corrente de alta frequência passa pelo capacitor e, com isso, é possível projetar esse componente através da ondulação máxima do indutor (BARBI et al. 2007). A EQUAÇÃO 7 representa essa relação.

$$\Delta V_C = \frac{\Delta iL \cdot T_s}{16 \cdot C} \quad (7)$$

Substituindo  $\Delta i_L$ , que pode ser obtido através da EQUAÇÃO 5, e isolando a capacitância  $C$ , pode-se calcular a capacitância do filtro de saída através da EQUAÇÃO 8.

$$C = \frac{k_t \cdot V_{bat} \cdot \overline{\Delta i_L}}{32 \cdot L \cdot \Delta V_c \cdot f_s^2} \quad (8)$$

Por último a frequência de ressonância ( $f_o$ ) do filtro LC pode ser calculada pela EQUAÇÃO 9.

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (9)$$

Utilizando a EQUAÇÃO 6 obtém-se o valor de 1,60 mH para o indutor do filtro de saída. Considerou-se a ondulação máxima de corrente de 5% para uma corrente de pico de 2,23 A, relação de transformação  $k_t$  igual a 6, frequência da corrente do indutor de 200 kHz e a ondulação máxima de 0,25 retirada do gráfico da FIGURA 45. O valor da corrente de pico e da relação de transformação podem ser retirados da TABELA 2.

A capacitância do filtro de saída é calculada através da EQUAÇÃO 8 e utiliza os mesmos valores que foram utilizados para o cálculo do indutor. Para a ondulação de tensão o valor de projeto é de 0,5% para uma tensão de 180 V de pico. O capacitor comercial escolhido foi de 100 nF.

Por último, a frequência de ressonância do filtro é então definida pela EQUAÇÃO 9.

A TABELA 3 apresenta o resumo com os valores dos elementos que compõe o filtro de saída LC do inversor de três portas.

TABELA 3 – VALORES DE PROJETO DO FILTRO LC

PARÂMETROS	VALOR
Indutor do Filtro de Saída (L)	1,6 mH
Capacitor do Filtro de Saída (C)	100 nF
Frequência de Ressonância ( $f_o$ )	12,6 kHz

FONTE: O autor (2018).

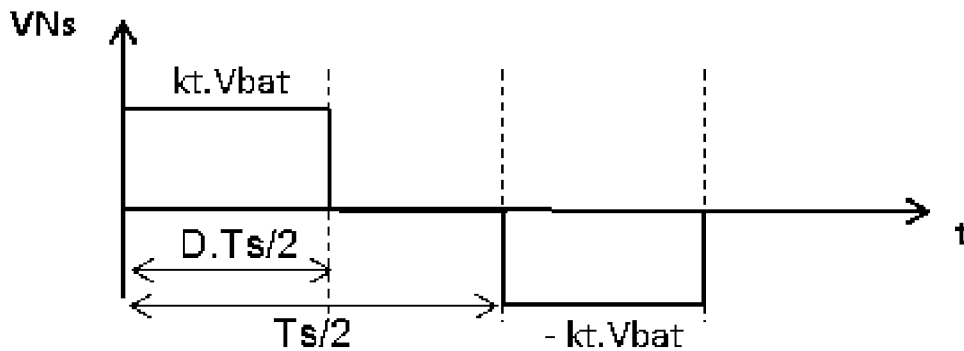
#### 4.4 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS

O inversor de três portas necessita de um compensador de corrente para manter a corrente de saída seguindo a referência senoidal. A modelagem do circuito proposto em forma de função de transferência é necessária para projetar esse compensador.

A metodologia utilizada para modelar o circuito do inversor de três portas é através de valores médios instantâneos. Para isso, considera-se a tensão do barramento de corrente contínua ( $V_{bat}$ ) isenta de ondulações e a tensão da rede constante em um período de comutação.

A FIGURA 46 representa a tensão em alta frequência aplicada a um dos enrolamentos do secundário do transformador. Através dela é definida a EQUAÇÃO 10, sendo a tensão média aplicada em um período de comutação.

FIGURA 46 – TENSÃO NO ENROLAMENTO DO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR



FONTE: O autor (2018).

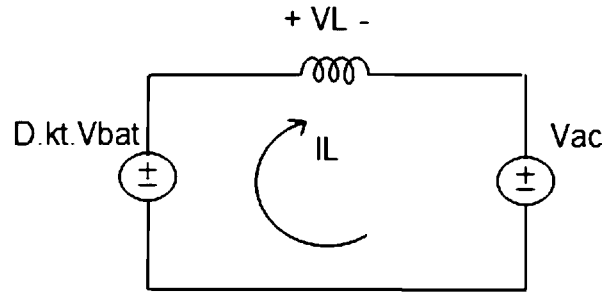
$$V_{Nsmédio} = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{D \cdot T_s}{2}} k_t \cdot V_{bat} \cdot dt \quad (10)$$

Resolvendo a EQUAÇÃO 10 define-se a EQUAÇÃO 11. A FIGURA 47 representa o modelo elétrico equivalente em função da razão cíclica  $D$ .

$$V_{Nsmédio} = D(t) \cdot k_t \cdot V_{bat} \quad (11)$$



FIGURA 47 – MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO INVERSOR EM PONTE COMPLETA  
UNFOLDING



FONTE: Autor (2018).

A EQUAÇÃO 12 representa a análise do circuito da FIGURA 47 pela lei de *Kirchhoff* com as tensões em função da corrente do indutor.

$$L \cdot \frac{diL(t)}{dt} = D(t) \cdot k_t \cdot V_{bat} - V_{ac} \quad (12)$$

Aplicando uma pequena perturbação na razão cíclica tem-se como consequência uma pequena perturbação na corrente. Isolando os termos e mantendo apenas os que sofreram alteração com a perturbação obtém-se a relação da EQUAÇÃO 13.

$$G_i(s) = \frac{\delta iL(s)}{\delta D(s)} = \frac{k_t \cdot V_{bat}}{L \cdot s} \quad (13)$$

Substituindo os valores da relação de transformação  $k_t$ , tensão do barramento  $V_{bat}$  e da indutância  $L$  do filtro de saída, a função de transferência do inversor de três portas proposto pode ser vista na EQUAÇÃO 14.

$$G_i(s) = \frac{288}{1,6 \cdot 10^{-3} \cdot s} \quad (14)$$

A função de transferência do inversor de três portas é utilizada para modelagem do compensador de corrente. O diagrama de bode em malha aberta da função de transferência é apresentada no APÊNDICE A.

#### 4.5 MICROCONTROLADOR E CONDICIONAMENTO DE SINAIS

A operação do inversor de três portas é gerenciada pelo microcontrolador da placa de desenvolvimento RM57Lx da Texas Instruments. Suas características estão na TABELA 4. Os módulos presentes no microcontrolador que serão utilizados são o conversor A/D, a saída I/O e o gerador PWM. Uma fonte de 5 V dedicada é utilizada para alimentação da placa de desenvolvimento RM57Lx.

TABELA 4 - CARACTERÍSTICAS DA PLACA DE DESENVOLVIMENTO RM57L

PARÂMETROS	INFORMAÇÕES
Processador (CPU)	ARM CORTEX R5F 32 Bit
Desempenho de Clock	330 MHz
A/D	2 x 12 bits
Faixa Dinâmica A/D	0 - 3,3V
Alimentação	5 V
PWM	7 x <i>Enhanced</i> PWM

FONTE: *Data sheet* RM57L (2016).

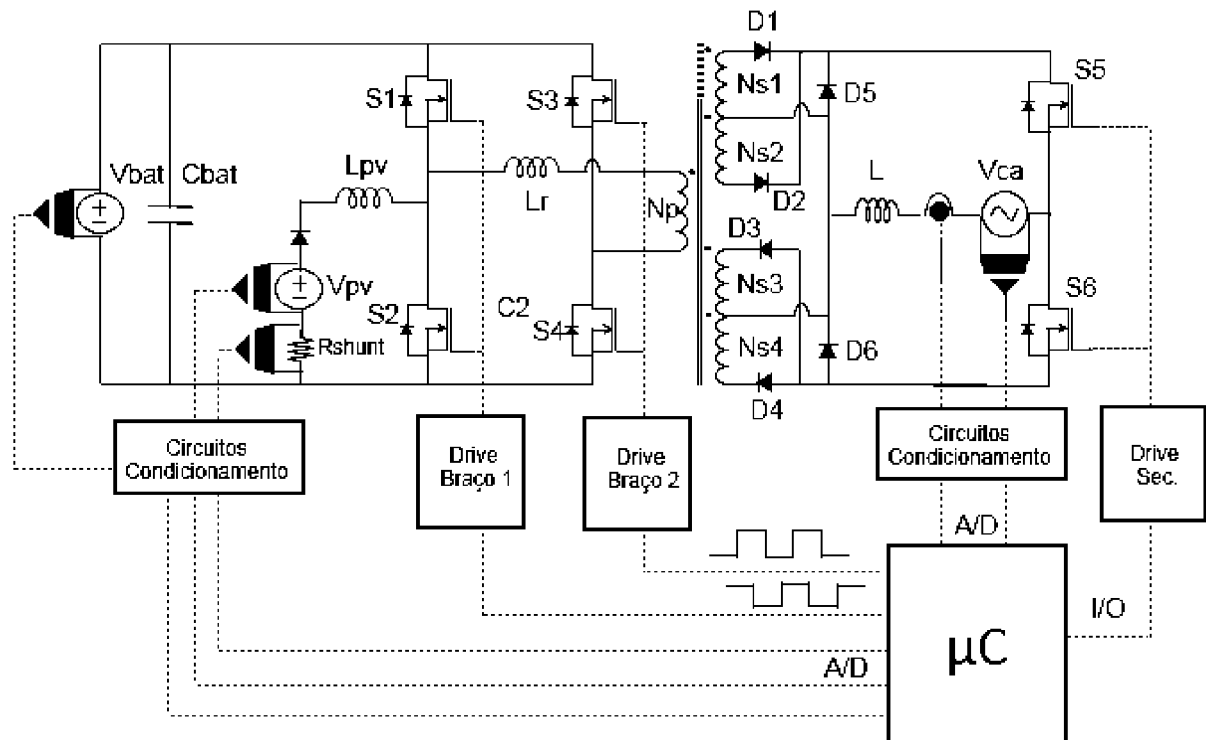
Na aquisição dos sinais são utilizados cinco canais do A/D configurados com uma frequência de amostragem de 100 kHz. Os sinais amostrados são a corrente no indutor do filtro de saída CA, tensão da rede, tensão da bateria e a corrente e tensão do painel fotovoltaico.

O módulo PWM do microcontrolador suporta as duas variáveis de controle, o ângulo  $\alpha$  do deslocamento de fase e a razão cíclica  $D_{pv}$ . A primeira variável é alterada através do compensador que controla a corrente na saída CA. Tem como entrada o sinal de comparação entre a corrente do indutor do filtro de saída CA com a tensão da rede elétrica. A segunda variável de controle, a razão cíclica  $D_{pv}$ , é alterada através do algoritmo de MPPT. Utiliza a corrente e a tensão do painel fotovoltaico como sinais de entrada. A lógica de programação do PWM para comando dos interruptores da ponte completa está descrita no APÊNDICE B.

O comando dos interruptores do lado de alta tensão é realizado pelo módulo I/O com a tensão da rede como referência. Assim, se o sinal estiver maior que zero o interruptor S5 é acionado e se estiver menor que zero o interruptor S6 é acionado.

Na FIGURA 48 estão representados o inversor de três portas e os circuitos de aquisição e comando. Incluindo os sensores, os circuitos de condicionamento de sinais, os *drives* e o microcontrolador.

FIGURA 48 – CIRCUITO DE AQUISIÇÃO DE SINAIS DE CORRENTE E TENSÃO E CIRCUITO DE COMANDO DOS INTERRUPTORES



FONTE: O autor (2018).

Para condicionamento o sinal da corrente do filtro de saída CA e da tensão de referência da rede elétrica passam por uma etapa de ganho CC (*offset*), pois apresentam valores negativos. Para complementar o ajuste na faixa dinâmica do A/D o sinal de corrente do filtro de saída CA passa por uma etapa de amplificação e a tensão de referência da rede elétrica por uma etapa de atenuação. E, por último, os sinais passam por um filtro que evita o efeito *aliasing*.

Os sinais da corrente e de tensão do painel fotovoltaico são positivos e em corrente contínua, assim, passam apenas pelas etapas de atenuação e filtragem. A aquisição da tensão da bateria também é realizada através de uma etapa de atenuação e filtragem e tem como objetivo controlar a carga e descarga desse componente. Inicialmente esse controle não será aplicado ao projeto considerando o barramento principal ( $V_{bat}$ ) com valores de tensão constante.

Um transformador de corrente com compensador de efeito Hall é utilizado na obtenção da corrente do indutor do filtro da saída CA e suas características estão representadas na TABELA 5. Como sua saída é dada em corrente é necessária a utilização de uma resistência para ter um sinal de tensão proporcional. Uma corrente

de 2 A resulta em uma corrente de saída de 1 mA. A tensão proporcional é conseguida aplicando a corrente em uma resistência de 24  $\Omega$ .

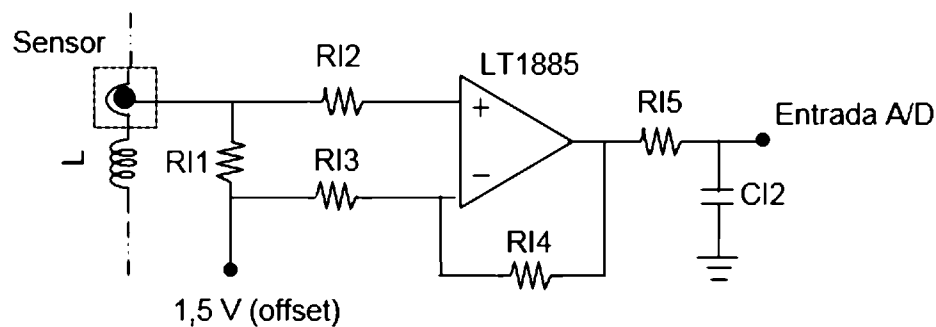
TABELA 5 - CARACTERÍSTICAS SENSOR LA-100

PARÂMETROS	VALOR
Corrente Nominal	100 A
Banda Passante	DC – 200 kHz
Alimentação	$\pm 12$ a $\pm 15$ V <sub>dc</sub>
Corrente RMS de Saída	50 mA
Ganho do Sensor	2.000

FONTE: *Data sheet* LA100P (2018).

O circuito de aquisição da corrente do filtro de saída CA, incluindo as etapas de *offset*, amplificação e filtragem é apresentado na FIGURA 49.

FIGURA 49 – CIRCUITO CONDICIONADOR DE CORRENTE DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA

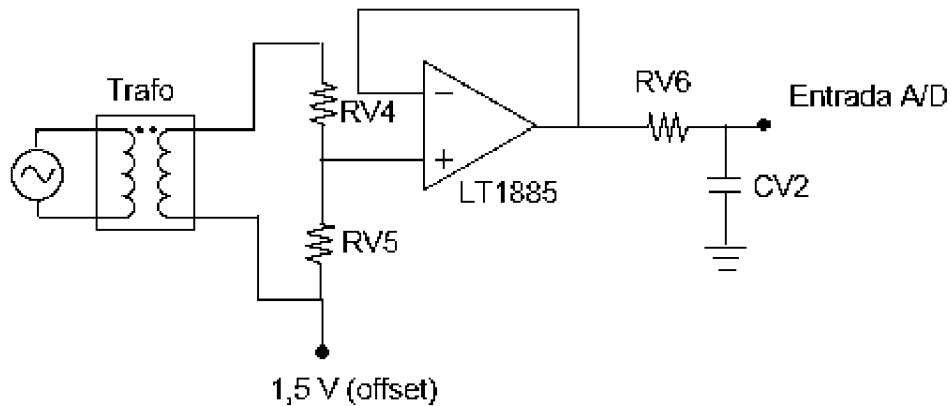


FONTE: O autor (2018).

Os resistores do circuito são escolhidos para gerar um ganho de condicionamento ( $K_{\text{cond}}$ ) de 3,14 V/V.

Na obtenção do sinal de tensão da rede é utilizado um transformador abaixador como sensor, sua relação de transformação é de 127/3. O circuito de aquisição, incluindo as etapas de *offset*, atenuação e filtragem é apresentado na FIGURA 50.

FIGURA 50 – CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAL DA TENSÃO DA REDE

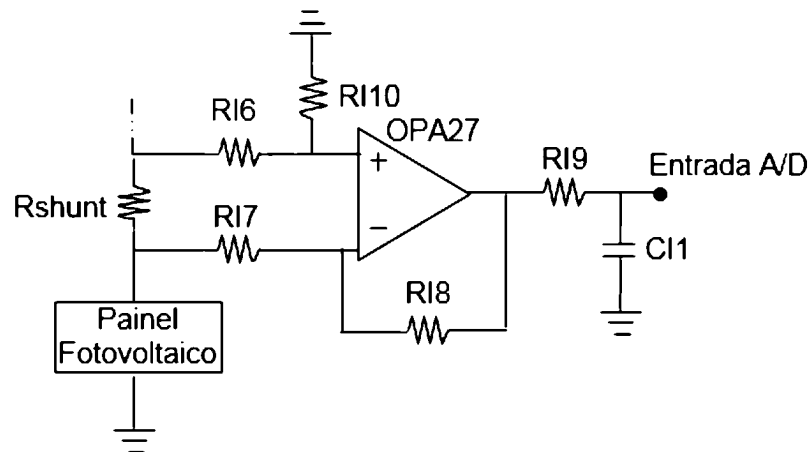


FONTE: O autor (2018).

O divisor resistivo tem a função de atenuar a tensão até a faixa de tensão de 3,10 V.

Na obtenção da corrente do painel fotovoltaico é utilizado um resistor *shunt*, com resistência de 0,5 mΩ, onde, é aplicada corrente de até 8,7 A. Para reduzir esse valor até a faixa dinâmica do A/D é necessário atenuar e filtrar o sinal. O diagrama do circuito pode ser observado na FIGURA 51.

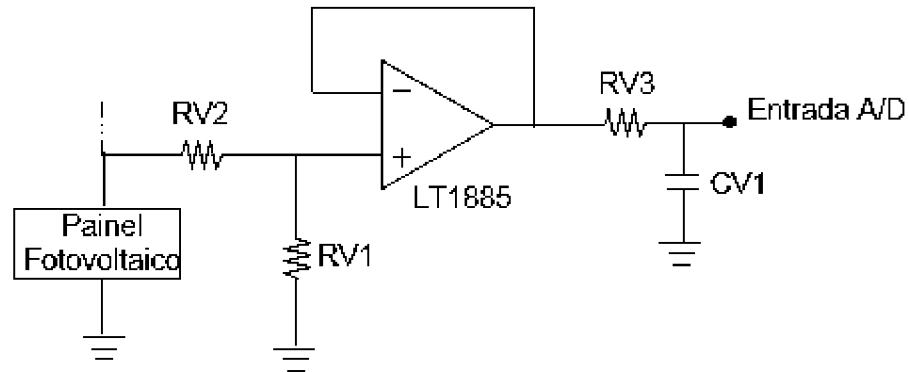
FIGURA 51 – CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DO SENSOR DE CORRENTE DO PAINEL FOTOVOLTAICO



FONTE: O autor (2018).

A tensão do painel fotovoltaico é amostrada através de um divisor de tensão. A FIGURA 52 apresenta as etapas de atenuação do sinal e de filtragem.

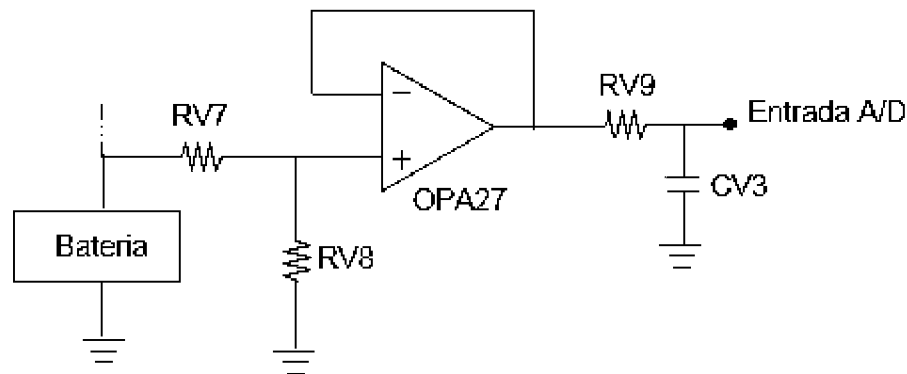
FIGURA 52 – CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAL DA TENSÃO DO PAINEL FOTOVOLTAICO



FONTE: O autor (2018).

A FIGURA 53 apresenta o circuito de condicionamento na aquisição da tensão da bateria através do divisor de tensão, *buffer* e filtro.

FIGURA 53 – CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAL DA TENSÃO DA BATERIA



FONTE: O autor (2018).

A etapa de filtragem, presente em todos os circuitos de condicionamento, tem como objetivo evitar a condição de *aliasing*. A frequência de corte do filtro *anti-aliasing* ( $f_{ca}$ ) é calculada através do critério de Nyquist. Sendo assim, é menor que metade da frequência de amostragem. A EQUAÇÃO 15 representa a condição do uso do critério de Nyquist, onde  $f_a$  é a frequência de amostragem.

$$f_{ca} \leq \frac{f_a}{2} \quad (15)$$

Com a frequência do A/D com valor igual a 100 kHz a frequência de corte deve ser menor que 50 KHz. O filtro projetado apresenta uma frequência de corte de 20 kHz, considerando uma margem de 40% do critério de Nyquist, valor que não vai

ter impacto na operação do conversor. A função de transferência do filtro projetado é apresentada na EQUAÇÃO 16.

$$H_f(s) = \frac{1,257 \cdot 10^5}{s + 1,257 \cdot 10^5} \quad (16)$$

Os amplificadores operacionais utilizados nos circuitos de condicionamento dos sinais são o LT1885 e o OPA27. O amplificador LT1885 tem alimentação de +3,3 V e -3,3 V e é formado por quatro amplificadores. É aplicado para a aquisição da tensão da rede, corrente do filtro de saída e tensão do painel fotovoltaico. O amplificador OPA27 apresenta alimentação de +12 V e -12 V e está presente na aquisição da corrente do painel fotovoltaico, na tensão da bateria e no circuito de *offset*.

Após aquisição e processamento dos sinais, o microcontrolador envia os comandos para os interruptores através dos *drives*. O *drive* utilizado é o UCC21222 que apresenta resposta típica de 29 ns e isolamento entre a entrada dos sinais de controle (PWM) e a saída dos sinais de comando. Essa característica é importante para manter o inversor com as portas de entrada isoladas da porta de saída CA, principalmente para o acionamento dos interruptores do lado de alta tensão que estão em outro referencial de terra. A alimentação do lado dos interruptores de potência é de 12 V enquanto do lado do microcontrolador é de 3,3 V.

#### 4.6 PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE

Para a função de transferência final ( $G_{if}$ ) do inversor de três portas é necessário considerar a função de transferência do filtro *anti-aliasing*. O compensador de corrente é projetado através da metodologia do fator k (VENABLE, 1983), apresentada por MOHAN et al. (2003). A EQUAÇÃO 17 representa a função de transferência final  $G_{if}(s)$  do inversor de três portas com o filtro *anti-aliasing*.

$$G_{if}(s) = G_i(s) \cdot H_f(s) = \frac{3,619 \cdot 10^7}{0,0016 \cdot s^2 + 201,1 \cdot s} \quad (17)$$

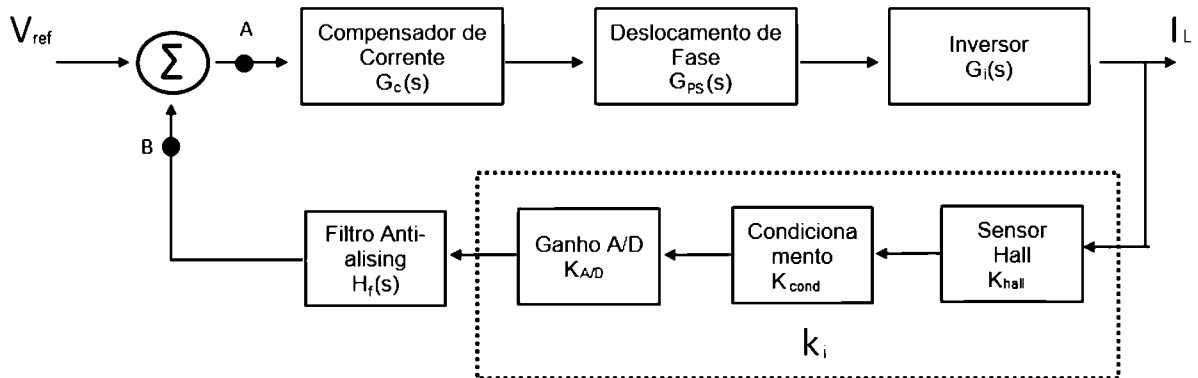
O projeto do compensador consiste em inserir um ganho e um avanço de fase na planta de forma que a frequência de corte fique na frequência definida e com a margem de fase desejada. Na frequência de corte a resposta do sistema deve ser unitário, igual a zero dB. O diagrama de bode da FT final ( $G_{if}$ ) é apresentado no APÊNDICE A.

Seguindo a metodologia apresentada na bibliografia citada, o primeiro passo é definir a resposta em frequência da função de transferência  $G_{if}(s)$ . O segundo passo é a definição da frequência de corte ( $f_c$ ) em malha fechada. Seu valor deve ser menor ou igual a 1/5 da frequência de comutação ( $f_s$ ). Para 100 kHz, define-se  $f_c$  igual a 5 kHz. O terceiro passo é o cálculo do avanço ( $\phi_{avanço}$ ) requerido para uma margem de fase especificada no projeto com valor de 30°. No quarto passo é determinado o ganho da planta na frequência de corte ( $G_{if}(s)|_{f_c}$ ) com valor de 14,89 dB.

A EQUAÇÃO 18 representa o ganho da função de transferência de malha aberta na frequência de corte ( $G_{FTMA}|_{f_c}$ ). Ganho no ponto B para um sinal na frequência de corte introduzido no ponto A (FIGURA 54).

$$|G_{FTMA}|_{f_c} = |G_c(s)|_{f_c} \cdot G_{PS}(s) \cdot |G_{if}(s)|_{f_c} \cdot H_f(s) \cdot k_i \quad (18)$$

FIGURA 54 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO GANHO DE MALHA ABERTA DO INVERSOR PONTE COMPLETA UNFOLDING



FONTE: O autor (2018).

Onde  $|G_c(s)|_{f_c}$  é o ganho do compensador de corrente na frequência de cruzamento,  $G_{PS}(s)$  é o ganho da modulação por deslocamento de fase,  $|G_i(s)|_{f_c}$  é o ganho do inversor de três portas,  $H_f(s)$  é a função de transferência do filtro *anti-aliasing* e  $k_i$  é o ganho de realimentação, sendo esse último, calculado na EQUAÇÃO 19.



$$k_i = K_{A/D} \cdot K_{cond} \cdot K_{hall} \quad (19)$$

Onde  $K_{hall}$  é o ganho do sensor multiplicado pela resistência de 24  $\Omega$ . Essa resistência é utilizada para obter uma tensão proporcional a sua corrente de saída. Assim,  $K_{hall}$  tem valor igual a 24/2000. O ganho  $K_{cond}$  é referente ao condicionamento do sinal e tem valor de 3,14 V/V. O ganho  $K_{A/D}$  tem valor de 4096/3,3 e sua resolução é dividida por sua faixa dinâmica. O ganho da modulação por deslocamento de fase  $G_{PS}$  é igual a 1/750. Onde, 750 pontos é o valor máximo que a variável de controle da modulação por deslocamento de fase ( $\alpha$ ) pode atingir. No APÊNDICE B é possível observar a lógica da MDFM aplicada ao inversor de três portas para um melhor entendimento da aplicação prática da variável de controle  $\alpha$ .

Considerando o ganho de malha aberta como unitário, ou seja, igualando a EQUAÇÃO 18 ao valor 1, é possível calcular o ganho do compensador na frequência de corte ( $G_c(s)|_{fc}$ ).

O modelo do compensador projetado pode ser visto na EQUAÇÃO 20. Esse compensador é definido como do tipo 2 com um zero e dois polos, um deles na origem. Segundo Venable (1983) esse modelo de compensador é aplicado onde a resposta da fase do sistema no diagrama de Bode apresenta valores em torno de -90°.

$$G_c(s) = \frac{\frac{k_c}{w_z} \cdot s + k_c}{\frac{1}{w_p} \cdot s^2 + s} \quad (20)$$

Onde  $w_z$  é a frequência angular do zero,  $w_p$  é a frequência angular do polo e  $k_c$  é o ganho do compensador. Para definir os valores dos termos do compensador são utilizadas a EQUAÇÃO 21, EQUAÇÃO 22 e EQUAÇÃO 23.

$$w_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c}{k_{pz}} \quad (21)$$

$$w_p = 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot k_{pz} \quad (22)$$

$$k_c = G_c \cdot w_z \quad (23)$$

Onde  $k_{pz}$  é o ganho de frequência do polo e do zero em relação à frequência de corte e é definido pela EQUAÇÃO 24.

$$k_{pz} = \tan\left(\frac{\Phi_{avanço}}{2} + \frac{180^\circ}{4}\right) \quad (24)$$

O compensador de corrente projetado em uma frequência de corte de 5 kHz é apresentado na EQUAÇÃO 25.

$$G_c(s) = \frac{2,881 \cdot s + 3,843 \cdot 10^4}{1,287 \cdot 10^{-5} \cdot s^2 + s} \quad (25)$$

O diagrama de bode de malha aberta do sistema de controle, incluindo o compensador de corrente, é apresentado no APÊNDICE A.

A EQUAÇÃO 26 apresenta o compensador discreto em uma linha de programação, para ser aplicado ao microcontrolador.

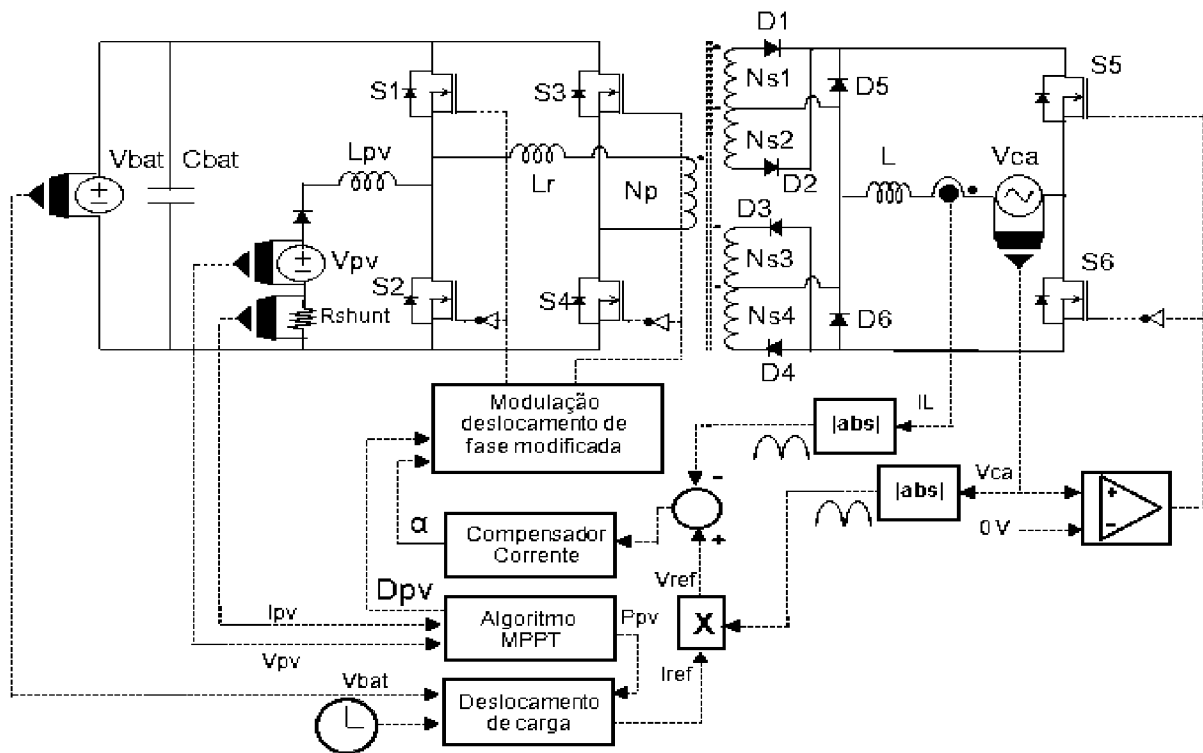
$$alfa_1 = 0,8598 \cdot E_1 + 0,1075 \cdot E_2 - 0,7523 \cdot E_3 - (-1,44 \cdot alfa_2 - 0,4405 \cdot alfa_3) \quad (26)$$

Onde  $E_1$  é o erro entre o sinal de referência da corrente e a corrente do indutor de saída.  $E_2$  é igual ao valor anterior de  $E_1$  e  $E_3$  é o valor anterior de  $E_2$ . A variável de controle é representada por  $alfa_1$  ( $\alpha$ ) e assim como o erro,  $alfa_2$  é o valor anterior de  $alfa$  e  $alfa_3$  é o valor anterior do  $alfa_2$ .

#### 4.7 MALHA DE CONTROLE E OPERAÇÃO

O modelo de operação proposto para o inversor de três portas é de deslocamento de carga. Com isso, a prioridade é manter a bateria carregada para a energia ser utilizada no período noturno, onde a energia proveniente da rede elétrica apresenta maior tarifação. A FIGURA 55 apresenta a malha de controle do inversor de três portas para esse modelo.

FIGURA 55 – MALHA DE CONTROLE DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS



FONTE: O autor (2018).

Partindo dos interruptores da ponte completa, o controle de acionamento desses componentes é realizado pela modulação por deslocamento de fase modificada. Os sinais de entrada dessa modulação são as variáveis de controle  $\alpha$  e  $D_{pv}$ . A variável  $D_{pv}$  é proveniente do algoritmo de MPPT e a variável  $\alpha$  é o sinal de saída do compensador de corrente.

O algoritmo de MPPT tem como sinal de entrada a tensão do painel fotovoltaico ( $V_{pv}$ ) e a corrente do painel fotovoltaico ( $I_{pv}$ ). Além da razão cíclica  $D_{pv}$ , a potência do painel fotovoltaico ( $P_{pv}$ ) também é um dos sinais de saída do algoritmo de MPPT.

O compensador de corrente recebe como entrada o sinal do erro entre a corrente sobre o indutor de saída e a tensão de referência. Esse erro é gerado pela diferença do módulo dessas duas grandezas. Antes de entrar no bloco somador o módulo do sinal da tensão de referência é multiplicado pelo sinal  $I_{ref}$ . A tensão de referência da rede  $V_{ca}$  também é utilizada para acionamento dos interruptores S5 e S6, comparando seu valor com zero.

O bloco da operação de deslocamento de carga recebe como entrada o sinal de tensão da bateria ( $V_{bat}$ ), a potência do painel fotovoltaico ( $P_{pv}$ ) e um relógio. Como

saída apresenta o sinal  $I_{ref}$  que atua sobre o módulo da tensão de referência, que por sua vez, atua sobre o compensador de corrente.

Através do sinal  $V_{bat}$  é possível identificar a sua condição de carga da bateria. Se estiver descarregada a potência do painel fotovoltaico será direcionada para seu carregamento. O sinal de potência do painel fotovoltaico  $P_{pv}$  tem objetivo de indicar qual a potência que está sendo produzida. Essa informação define qual a potência será direcionada para a bateria e para rede CA. Por último, o relógio define a hora do dia em que a bateria deve ser descarregada.

#### 4.8 PROJETO FÍSICO DO INDUTOR E DO TRANSFORMADOR

O projeto de construção dos elementos magnéticos tem influência direta na eficiência do inversor. As perdas no cobre e no núcleo são as principais características que devem ser observadas no projeto. A metodologia da constante geométrica  $K_g$  é utilizada no projeto do indutor do filtro de saída  $L$  e do indutor do conversor elevador  $L_{pv}$ . Para o transformador de alta frequência é utilizada a metodologia da constante geométrica  $K_{gfe}$ . A constante geométrica  $K_g$  representa a relação entre as dimensões do núcleo magnético escolhido para uma dada perda no enrolamento. A constante  $K_{gfe}$  representa a mesma relação, mas considera também as perdas no núcleo.

As metodologias  $K_g$  e  $K_{gfe}$  apresentam resultados otimizados para a escolha do núcleo com a iteração entre tamanho do núcleo e as perdas no cobre. O método de cálculo está resumido a seguir, e é apresentado de forma detalhadas na referência bibliográfica de Erickson e Maksimovic (2001). Após o projeto, os indutores e o transformador de alta frequência são enrolados de forma manual.

##### 4.8.1 Projeto Físico dos Indutores com a Constante Geométrica $K_g$ .

No projeto dos indutores modela-se o componente com uma indutância em série com uma resistência. A EQUAÇÃO 27 representa as perdas do cobre  $P_{cu}$ .

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \cdot R \quad (27)$$

Onde R é a resistência no enrolamento do indutor e  $I_{rms}$  é a corrente eficaz do componente.

A constante geométrica  $K_g$  é apresentada na EQUAÇÃO 28.

$$K_g \geq \frac{\rho \cdot L^2 \cdot I_{max}^2 \cdot I_{rms}^2}{B_{max}^2 \cdot P_{cu} \cdot K_u} \cdot 10^8 \quad (28)$$

Onde  $\rho$  é a resistividade do cobre,  $I_{max}$  é a corrente máxima do indutor,  $B_{max}$  a densidade de fluxo máxima, L a indutância do componente,  $P_{cu}$  suas perdas no cobre e  $K_u$  é o fator de preenchimento.

A densidade de fluxo máxima deve ser definida abaixo do valor da saturação do ferrite que é de 0,3 T. As indutâncias são calculadas através do projeto do filtro de saída CA e do projeto do indutor do conversor elevador. O fator de preenchimento é necessário porque o fio de cobre tem seção transversal circular e, com isso, ocorrem espaços vazios entre eles quando enrolados de forma paralela.

Através do valor de  $K_g$  e das informações apresentadas pelos fabricantes é possível escolher o núcleo mais adequado. As informações são disponibilizadas em tabelas que relacionam as dimensões do núcleo com a constante geométrica. O núcleo escolhido deve ter um valor  $K_g$  maior que o valor definido pelo cálculo. A tabela com os núcleos do tipo EE é apresentada na TABELA 6.

TABELA 6 – TABELA DE NÚCLEOS TIPO EE UTILIZANDO O CRITÉRIO DA CONSTANTE GEOMÉTRICA  $K_g$  E  $K_{gfe}$ .

Tipo de Núcleo	Características					
MODELO	$K_g$ (cm <sup>5</sup> )	$K_{gfe}$	MLT (cm)	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$l_m$ (cm)
NEE 28/10/11	0,073	X	5,86	0,770	0,359	7,72
NEE 30/15/07	0,065	$6,70 \cdot 10^{-3}$	5,36	0,526	0,627	9,00
NEE 30/15/11	0,123	$6,70 \cdot 10^{-3}$	6,10	0,792	0,597	9,00
NEE 30/15/14	0,193	$6,70 \cdot 10^{-3}$	6,82	1,051	0,597	9,00
NEE 40/17/12	0,412	$1,18 \cdot 10^{-2}$	7,91	1,452	0,773	11,50
NEE 42/21/15	1,017	$1,85 \cdot 10^{-2}$	9,00	1,891	1,280	12,64
NEE 42/21/20	1,540	$2,20 \cdot 10^{-2}$	9,90	2,440	1,280	12,64
NEE 55/28/25	4,188	$2,28 \cdot 10^{-2}$	11,7	3,612	1,878	16,56
NEE 65/33/13	3,307	$7,59 \cdot 10^{-2}$	11,58	2,644	2,739	19,74

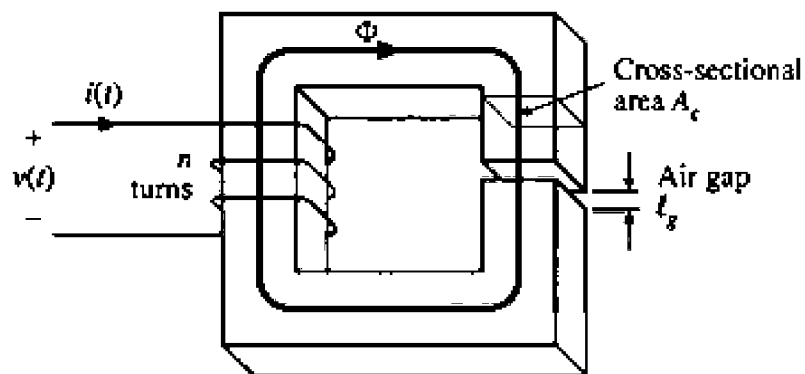
FONTE: Modificado de ERICKSON e MAKSIMOVIC (2001).

Onde MLT é a sigla em inglês para *mean length per turn*,  $A_c$  é a área da secção transversal do núcleo,  $A_w$  é a área da janela do núcleo e  $l_m$  o comprimento do caminho magnético do núcleo.

Após a escolha do núcleo, os próximos passos são o cálculo do entreferro ( $l_g$ ), do número de espiras ( $n$ ) e a bitola do condutor ( $S_c$ ) considerando o efeito pelicular. As equações que são utilizadas para calcular os itens do projeto citados acima estão descritas no APÊNDICE C.

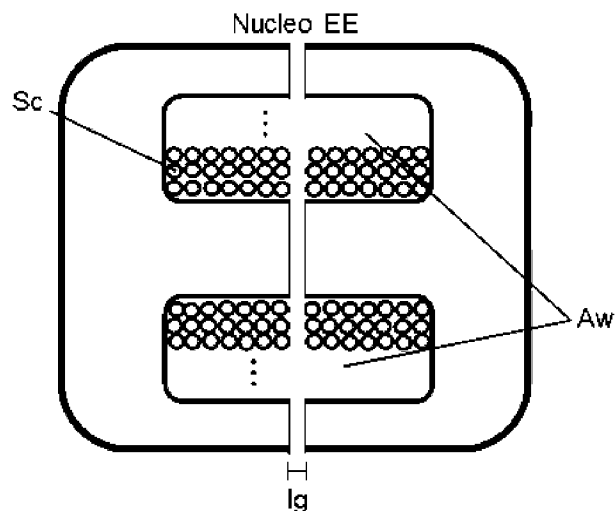
Para o processo de montagem física do indutor a FIGURA 56 e a FIGURA 57 são apresentadas. Através da FIGURA 56 é possível observar a representação da área da secção transversal e o entreferro no núcleo magnético  $l_g$ , ou *air gap*. Na FIGURA 57 está a representação da janela de um núcleo magnético do tipo EE.

FIGURA 56 – DIAGRAMA DO MODELO FÍSICO DO INDUTOR



FONTE: Erickson e Maksimovic (2001).

FIGURA 57 – JANELA DO NÚCLEO MAGNÉTICO DE UM INDUTOR



FONTE: O autor (2018).

Para o indutor L do filtro de saída CA a constante geométrica  $K_g$  apresentou valor igual a  $0,378 \text{ cm}^5$ , utilizando a EQUAÇÃO 24 e os valores da TABELA 7.

TABELA 7 – PARÂMETROS DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA

PARÂMETROS	VALOR
Indutância (L)	1,60 mH
Frequência sobre o Indutor ( $2.f_s$ )	200 kHz
Fator de Ocupação ( $K_u$ )	0,5
Resistividade do Cobre ( $\rho$ )	$1,724 \cdot 10^{-6} \Omega\text{-cm}$
Corrente de Pico com <i>ripple</i> ( $I_{\max}$ )	2,33 A
Densidade de Fluxo Magnético ( $B_{\max}$ )	0,25 T
Perdas no Cobre ( $P_{cu}$ )	0,5 W
Corrente RMS ( $I_{\text{rms}}$ )	1,57 A
Permeabilidade do Vácuo ( $\mu_0$ )	$4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ .

FONTE: O autor (2018).

Consultando a TABELA 6 com o valor de  $K_g$  é definido um núcleo de ferrite do tipo EE40/17/12. Os valores de projeto do indutor do filtro de saída L estão resumidos na TABELA 8.

TABELA 8 – DADOS DE PROJETO DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA L

PARÂMETROS	VALOR
Constante Geométrica ( $K_g$ )	$0,378 \text{ cm}^5$
Entreferro ( $l_g$ )	0,0012 m
Número de Espiras (n)	103 espiras
Bitola Condutor ( $S_{\text{cskin}}$ )	29 AWG
Condutores em Paralelo	5
Resistência no Enrolamento	0,43 $\Omega$

FONTE: O autor (2018).

Para uma corrente de 1,57 A sobre esse componente tem-se 1 W de potência sendo dissipada. Valor pouco expressivo em relação à potência total do inversor de três portas.

O segundo indutor a ser projetado pertence ao conversor elevador. A TABELA 9 apresenta os valores utilizados como base do cálculo.

TABELA 9 – PARÂMETROS DO INDUTOR DO CONVERSOR ELEVADOR

PARÂMETROS	VALOR
Indutância (L)	800 $\mu$ H
Frequência sobre o Indutor ( $f_s$ )	100 kHz
Fator de Ocupação ( $K_u$ )	0,5
Resistividade do Cobre ( $\rho$ )	$1,724 \cdot 10^{-6} \Omega\text{-cm}$
Corrente de Pico com <i>ripple</i> ( $I_{\max}$ )	8,7 A
Densidade de Fluxo Magnético ( $B_{\max}$ )	0,25 T
Perdas no Cobre ( $P_{cu}$ )	1,5 W
Corrente RMS ( $I_{\text{rms}}$ )	8,0 A
Permeabilidade no Vácuo ( $\mu_0$ )	$4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

FONTE: O autor (2018).

Para o segundo indutor a constante geométrica  $K_g$  apresentou valor igual a  $4,28 \text{ cm}^5$ , através da TABELA 6 é escolhido o núcleo EE 55/28/25.

O entreferro para o núcleo escolhido apresentou valor de 0,0026 m. O indutor deve conter 61 espiras com 12 condutores em paralelos para um fio de cobre de 26 AWG, secção transversal de  $1,28 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$  e diâmetro de 0,0452 cm. Sua resistência calculada é de 0,07  $\Omega$  e a potência dissipada de 4,77 W.

As perdas apresentadas pelo indutor do conversor elevador são mais expressivas do que em outros elementos do inversor de três portas. Essas perdas terão maior influência nos modos de operação onde o painel fotovoltaico é a principal fonte de energia do sistema. Os valores dos parâmetros do projeto do indutor do conversor elevador estão resumidos na TABELA 10.

TABELA 10 – DADOS DE PROJETO DO INDUTOR DO CONVERSOR ELEVADOR

PARÂMETROS	VALOR
Constante Geométrica ( $K_g$ )	$4,28 \text{ cm}^5$
Entreferro ( $l_g$ )	0,0026 m
Número de Espiras (n)	61 espiras
Bitola Condutor ( $S_{\text{cskin}}$ )	26 AWG
Condutores em Paralelo	12
Resistência no Enrolamento	0,07 $\Omega$

FONTE: O autor (2018).



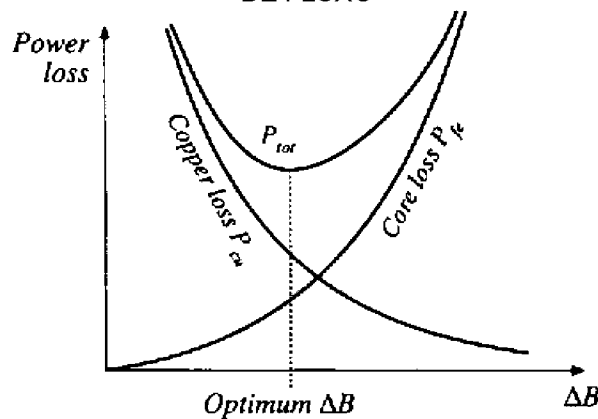
#### 4.8.2 Projeto Físico do Transformador com a Constante Geométrica $K_{gfe}$

Para o projeto do transformador de alta frequência devem ser consideradas as perdas no cobre  $P_{cu}$  mais as perdas no núcleo  $P_{fe}$ . Para o projeto dos indutores as perdas no núcleo são muito pequenas e são desprezadas. A constante geométrica  $K_{gfe}$  é então utilizada no projeto físico do transformador. A perda total ( $P_{total}$ ) no componente é representada pela EQUAÇÃO 29.

$$P_{total} = P_{fe} + P_{cu} \quad (7)$$

As formas de onda que relacionam as perdas com o valor de pico da densidade de fluxo estão na FIGURA 58.

FIGURA 58 – RELAÇÃO ENTRE AS PERDAS NO TRANSFORMADOR E O PICO DA DENSIDADE DE FLUXO



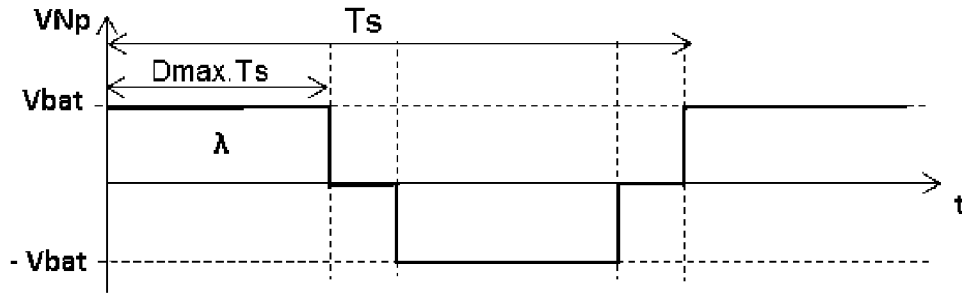
FONTE: Erickson e Maksimovic (2001).

Através do gráfico pode-se observar que existe um ponto onde há menores perdas para um determinado valor da densidade de fluxo. Igualando a EQUAÇÃO 29 a zero e derivando em relação à variação da densidade de fluxo máximo ( $\Delta B$ ) é possível definir o menor valor das perdas totais ( $P_{total}$ ). O resultado é a EQUAÇÃO 30 que representa a constante geométrica  $K_{gfe}$ . Erickson e Maksimovic (2001) apresentam a resolução dessa equação.

$$K_{gfe} \geq \left( \frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I_{total}^2 \cdot K_{fe}^{\frac{2}{\beta}}}{4 \cdot K_u \cdot P_{total}^{\frac{\beta+2}{\beta}}} \right) \cdot 10^8 \quad (30)$$

Onde  $p$  é a resistividade do cobre,  $I_{total}$  é a soma das correntes do primário mais o secundário,  $K_u$  é a constante de preenchimento do núcleo,  $K_{fe}$  é a constante de proporcionalidade que depende da frequência de comutação,  $\beta$  é determinado pelo fabricante e tem relação com o tipo de material do núcleo e  $\lambda$  é o valor da integral da tensão aplicada ao primário do transformador. A integral da tensão  $\lambda$  é representada pela FIGURA 59 e definida pela EQUAÇÃO 31.

FIGURA 59 – ÁREA DA TENSÃO APLICADA AO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR DURANTE A RAZÃO CÍCLICA MÁXIMA



FONTE: O autor (2018).

$$\lambda = V_{bat} \cdot D_{max} \cdot T_s \quad (31)$$

Definido o valor de  $K_{gfe}$  o núcleo é escolhido através dos valores informados pelo fabricante na TABELA 6. Em seguida, é realizado o cálculo do pico da densidade de fluxo, do número de espiras, da bitola dos enrolamentos e as suas respectivas perdas elétricas. Por último, o modelo do transformador com a indutância magnetizante, pico da corrente de magnetização e as resistências dos enrolamentos são definidos. As equações referentes ao projeto estão descritas no APÊNDICE D.

Para o projeto do transformador de alta frequência do inversor de três portas, a constante geométrica  $K_{gfe}$  apresentou valor igual a  $24,50 \cdot 10^{-3}$ . Os parâmetros da TABELA 11 foram aplicados na EQUAÇÃO 30.

De posse da constante geométrica  $K_{gfe}$  é definido um núcleo do tipo EE 55/28/25 utilizando a TABELA 6. Com a escolha do núcleo o pico da densidade de fluxo é calculado e apresenta valor de 0,12 T. Esse valor não deve ultrapassar o valor de 0,3 T para não saturar o núcleo.

TABELA 11 – PARÂMETROS PARA O TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

PARÂMETROS	VALOR
Tensão no Primário ( $V_{Np}$ )	48 V
Tensão no Secundário ( $V_{Ns}$ )	288 V
Relação de Transformação ( $k_t$ )	6
Corrente Primário ( $I_p$ )	9,42 A
Corrente Secundário ( $I_s$ )	1,57 A
Frequência sobre o transformador ( $f_s$ )	100 kHz
Perdas Totais de Projeto ( $P_{total}$ )	0,7 W
Fator de Ocupação ( $K_u$ )	0,5
Resistividade do Cobre ( $\rho$ )	$1,724 \cdot 10^{-6} \Omega\text{-cm}$
Razão Cíclica Máxima ( $D_{max}$ )	0,9
Constante de Proporcionalidade $K_{fe}$	$5,1 \text{ W/T}^{\beta}\text{cm}^3$
Exponente do Ferrite $\beta$	2,6
Permeabilidade do Vácuo ( $\mu_0$ )	$4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

FONTE: O autor (2018).

Para o enrolamento primário foram definidas sete espiras com bitola de 13 AWG de secção transversal de  $26,26 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$  e diâmetro de 0,190 cm. O número de condutores em paralelo no primário foi definido com 15 condutores de 26 AWG, secção transversal de  $1,28 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$  e diâmetro de 0,0452 cm.

Para o secundário, foram definidas 42 espiras em cada um dos quatro enrolamentos com quatro condutores em paralelo de 26 AWG, secção transversal de  $1,28 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$  e diâmetro de 0,0452 cm.

Para o modelo elétrico do transformador, a indutância magnetizante apresentou valor de 23,6 mH. O pico da corrente de magnetização é de 9,1 mA e as resistências dos enrolamentos com valores de 7,4 m $\Omega$  no primário e 165 m $\Omega$  no secundário. Para o cálculo da indutância de magnetização a permeabilidade relativa utilizada foi de 0,0023 H/m, valor aproximado informado pelo fabricante (THORTON ELETRÔNICA, 2018). Os valores dos parâmetros do projeto do transformador de alta frequência estão resumidos na TABELA 12. As perdas no núcleo e as perdas no cobre apresentaram valores de 0,18 W e 0,94 W respectivamente.

TABELA 12 – DADOS DE PROJETO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

PARÂMETROS	VALOR
Constante Geométrica ( $K_{gfe}$ )	$24,50 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^5$
Densidade de Fluxo Projeto ( $\Delta B$ )	0,12 T
Número de Espiras Primário ( $n_1$ )	7 espiras
Bitola Condutores ( $S_{ckin}$ )	26 AWG
Condutores em Paralelo Primário	15
Número de Espiras Secundário ( $n_2$ )	56 espiras
Condutores em Paralelo Primário	4
Indutância Magnetizante ( $L_m$ )	23,6 mH
Pico Corrente Magnetizante ( $I_m$ )	9,1 mA
Resistência do Enrolamento do Primário ( $R_1$ )	7,4 mΩ
Resistência do Enrolamento do Secundário ( $R_2$ )	221 mΩ

FONTE: O autor (2018).

Para uma densidade de fluxo ótimo os resultados das perdas no cobre devem ser maiores que no núcleo, FIGURA 58. Um aumento no valor da densidade de fluxo resultaria em maiores perdas no núcleo, em contrapartida as perdas no cobre diminuiriam. As perdas totais no transformador de alta frequência são menores que 1%, que comparando com a potência total do inversor de três portas, não devem ser expressivas durante sua operação.

#### 4.9 CIRCUITO *SNUBBER*

O projeto dos componentes do circuito *snubber* inicia-se definindo qual a potência máxima dissipada no seu resistor. Considerando uma pequena parcela da potência nominal do inversor de três portas. A EQUAÇÃO 32 resume o valor do resistor do circuito *snubber*, onde  $V_{Nsmáx}$  é a máxima tensão sobre o interruptor.

$$R_s = \frac{V_{Nsmáx}^2}{P_s} \quad (32)$$

Após definir o resistor, o capacitor pode ser encontrado utilizando a EQUAÇÃO 33. Essa equação representa a energia transferida do capacitor para o resistor em um circuito RC, onde  $T_{rede}$  é o período de comutação dos interruptores S5 e S6.

$$C_s = \frac{T_{rede}}{R_s \cdot \left( -\ln(\Delta V_{s\%}) \right)} \quad (33)$$

Como não há necessidade de descarregar o capacitor por completo, define-se que a variação de carga do capacitor ( $\Delta V_{s\%}$ ) não deve ser maior que 30%.

Para aplicação do projeto em específico a potência dissipada máxima no circuito *snubber* será de 1,5 W. Com valor de  $V_{Nsmáx}$  de 576 V, chega-se a um valor comercial da resistência  $R_s$  igual a 330 k $\Omega$ . O capacitor do circuito tem valor comercial de 47 nF definido pela EQUAÇÃO 33.

## 5 SIMULAÇÃO E PROTÓTIPO DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS

### 5.1 SIMULAÇÃO INVERSOR DE TRÊS PORTAS

A simulação do projeto do inversor de três portas é realizada utilizando o programa Psim®. Tem como objetivo validar o funcionamento da topologia e da modulação proposta e avaliar a eficiência em cada modo de operação.

No circuito foram inseridas as perdas relacionadas aos modelos dos interruptores MOSFET e dos diodos. O simulador ainda permite incluir as resistências do enrolamento e a indutância de magnetização do transformador de alta frequência. O compensador de corrente é aplicado na simulação através do bloco programável, que permite o controle do inversor de três portas através de linguagem C.

O circuito do inversor de três portas, utilizado na simulação, e a programação inserida ao controle no bloco C do Psim® são apresentados no APÊNDICE E.

A potência nominal do inversor de três portas é de 200 W. A modelagem do painel fotovoltaico é realizada através do modelo PV-MLU255HC do fabricante Mitsubishi Eletric (MLU SERIES, 2017). O resumo com as características elétricas do painel fotovoltaico estão na TABELA 13. O projeto do inversor de três portas suporta tensões na bateria entre 35 V e 55 V. Para a simulação a tensão da bateria é considerada constante com valor de 48 V operando como uma fonte bidirecional.

TABELA 13 – CARACTERÍSTICA PAINEL FOTOVOLTAICO

PARÂMETROS	VALOR
Potência Máxima	255 Wp
Tensão de Circuito Aberto	37,8 V
Corrente de Curto Circuito	8,89 A
Tensão na Potência Máxima	31,6 V
Corrente na Potência Máxima	8,7 A
Temperatura Potência Máxima	25° C

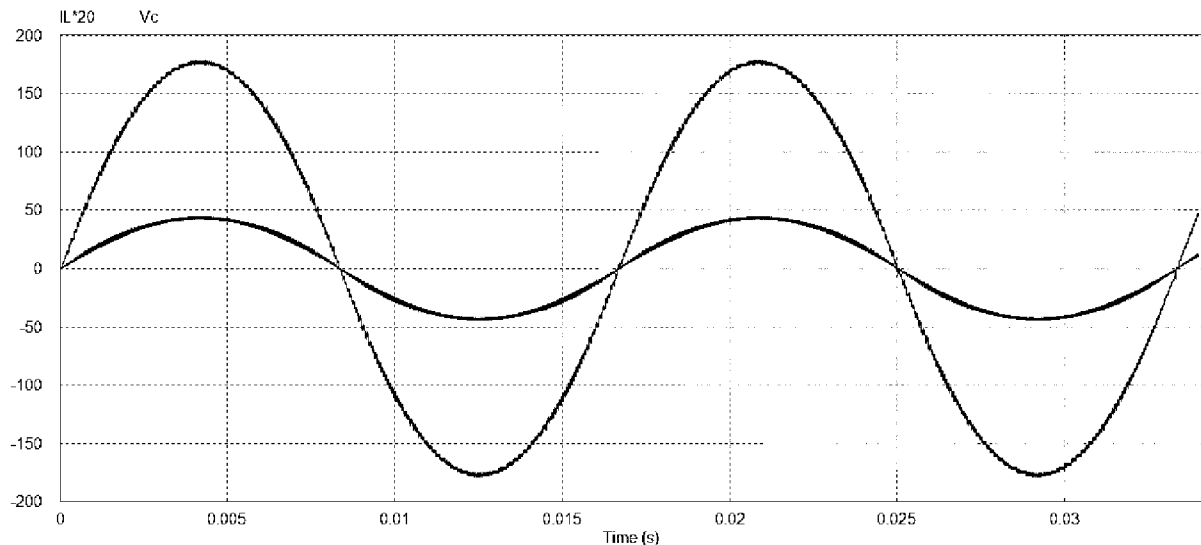
FONTE: O autor (2019).

Para o primeiro resultado da simulação são apresentadas as formas de onda da corrente injetada na rede elétrica e da tensão de referência da rede elétrica. A

condição de temperatura da simulação é de 25°C, o período observado foi pouco mais que 32 ms e a potência injetada foi de 200 W.

Na FIGURA 60 estão as formas de onda da corrente injetada na rede e a tensão da rede em frequência de 60 Hz. A corrente é multiplicada por ganho igual a 20 para ajuste de escala no gráfico.

FIGURA 60 – CORRENTE DO INDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA E TENSÃO DA REDE ELÉTRICA



FONTE: O autor (2019).

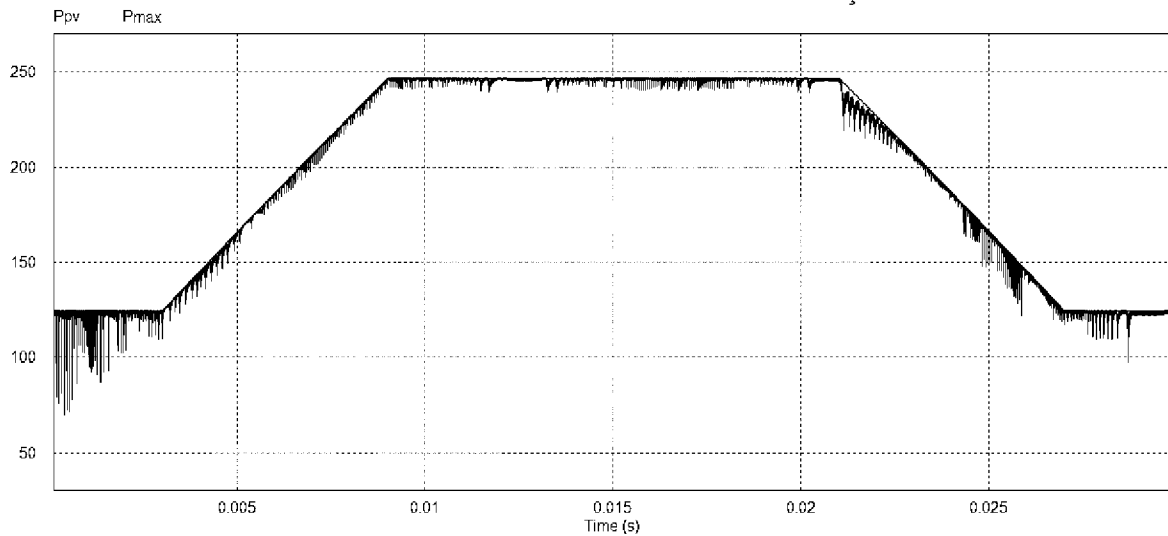
A curva de tensão apresenta valor de pico de 180 V e a corrente valor de pico de 2,23 A.

No início da simulação foi aplicado ao painel fotovoltaico uma radiação solar de 500 W/m<sup>2</sup> e sua potência de saída ficou em torno de 120 W. Em seguida o valor cresce em rampa e atinge 1000 W/m<sup>2</sup>, com potência de saída em torno de 245 W. Por último retorna para 500 W/m<sup>2</sup>. Mesmo com a variação da irradiação sobre o painel fotovoltaico a corrente injetada na rede não sofreu alterações.

No momento em que o painel fotovoltaico está fornecendo 120 W o inversor de três está operando no modo dupla entrada com a bateria complementando a potência que foi injetada na rede. Quando o painel fotovoltaico está fornecendo a potência de 245 W o inversor de três portas está operando no modo dupla saída. A potência do painel fotovoltaico supre a potência da carga e o excedente carrega a bateria.

A FIGURA 61 apresenta a curva da potência do painel durante a simulação.

FIGURA 61 – POTÊNCIA NOMINAL DO PAINEL FOTOVOLTAICO EM COMPARAÇÃO COM A POTÊNCIA DO PAINEL DURANTE A SIMULAÇÃO



FONTE: O autor (2019).

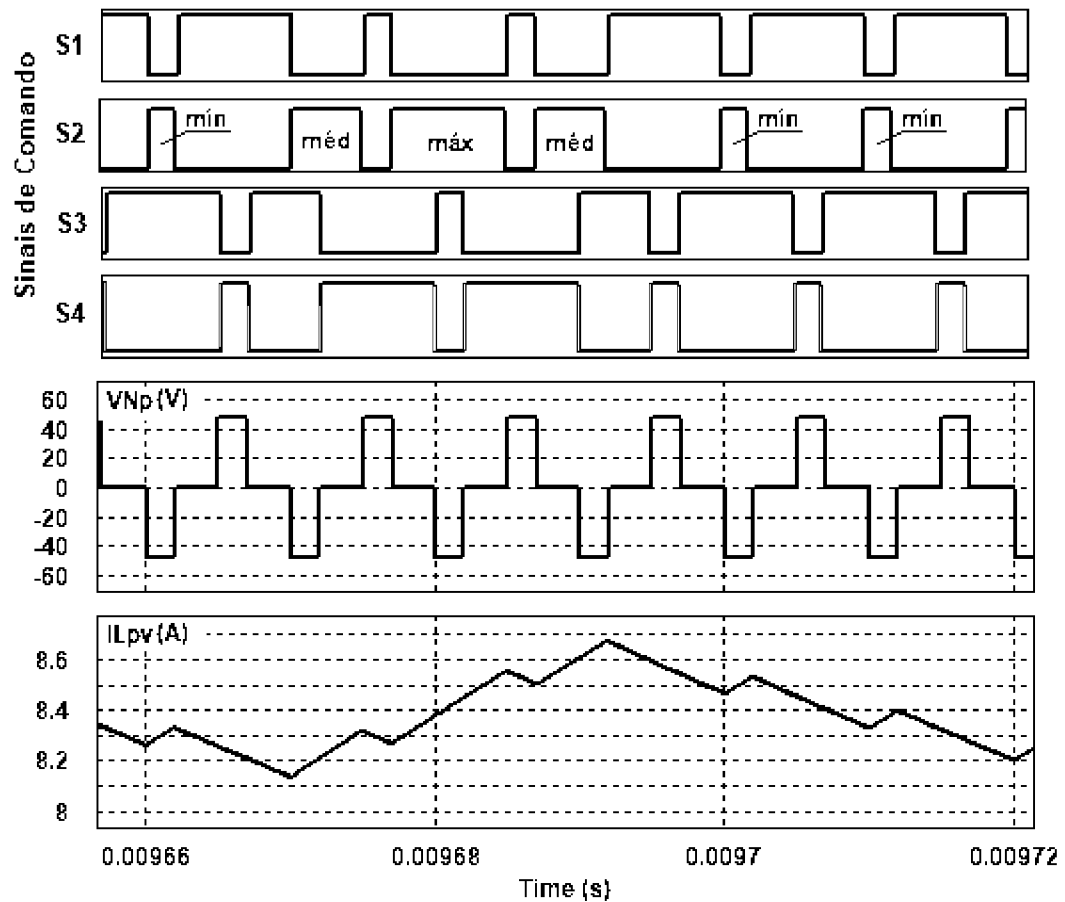
Nesse intervalo a máxima potência do painel no ponto de operação é representado por  $P_{max}$  e a potência medida no painel é representada por  $P_{pv}$ . No intervalo apresentado a potência média  $P_{max}$  foi de 198 W e a potência média  $P_{pv}$ , entregue pelo painel, foi de 196 W.

O programa simulador ainda permite mudar a temperatura do painel fotovoltaico. Assim, foram realizadas simulações com condições diferentes de temperatura, 50° C e 75° C, mantendo as configurações de radiação solar. Com uma temperatura de 50° C a potência máxima do painel fotovoltaico diminuiu para 90% da sua potência nominal e com 75 °C atingiu 75% da sua potência nominal. O efeito de perda da eficiência do painel fotovoltaico não interfere na potência que está sendo injetada na rede, sendo que a bateria complementa a potência produzida pelo painel fotovoltaico.

Os detalhes da modulação por deslocamento de fase modificada estão na FIGURA 62. Para um período de 60  $\mu$ s são apresentadas as formas de onda de comando dos interruptores presentes na ponte completa, a tensão sobre o primário do transformador ( $V_{Np}$ ) e a corrente do indutor do circuito elevador ( $I_{Lpv}$ ). A potência do painel fotovoltaico é de 245 W e a potência que está sendo injetada na rede CA é de 200 W.



FIGURA 62 – MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE MODIFICADA

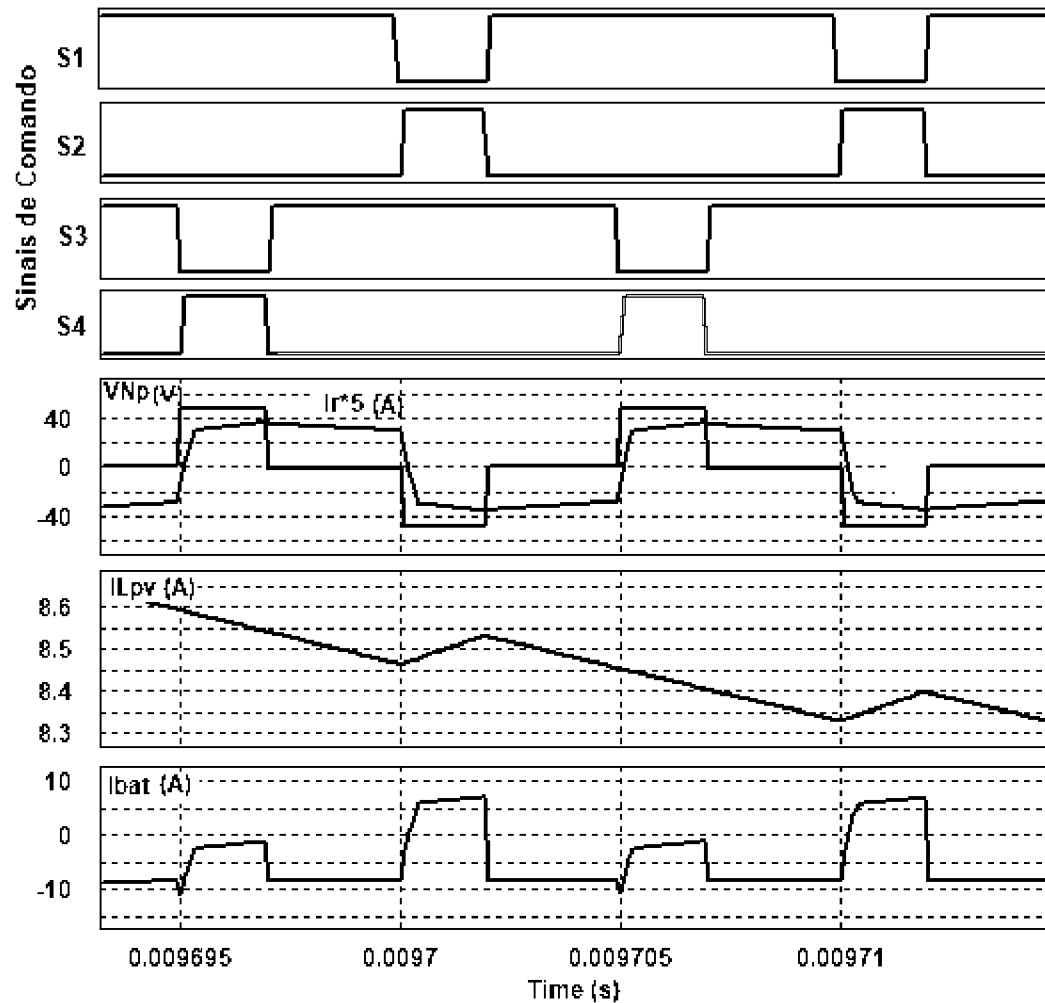


FONTE: O autor (2019).

A variável de controle  $D_{pv}$  é indicada pela abreviação mín., méd. e máx. Sendo essas as três condições de operação possíveis, como descrito na seção 3.3. Na curva da corrente do indutor do circuito elevador ( $I_{Lpv}$ ) é possível observar a consequência que cada condição tem sobre a corrente drenada do painel fotovoltaico. A forma de onda da tensão sobre o primário do transformador ( $V_{Np}$ ) não é alterada durante o período.

A corrente da bateria ( $I_{bat}$ ) é apresentada na FIGURA 63. Na mesma figura estão os sinais de comando dos interruptores da ponte completa, a tensão e corrente no primário do transformador e corrente do indutor do conversor elevador. A corrente do primário do transformador ( $I_r$ ) é multiplicada por cinco para ajuste de escala. O período apresentado é de 25  $\mu s$  com a potência do painel fotovoltaico de 245 W e potência de 200 W sendo injetada na rede CA.

FIGURA 63 – DETALHE EM ALTA FREQUÊNCIA DA CORRENTE NA BATERIA

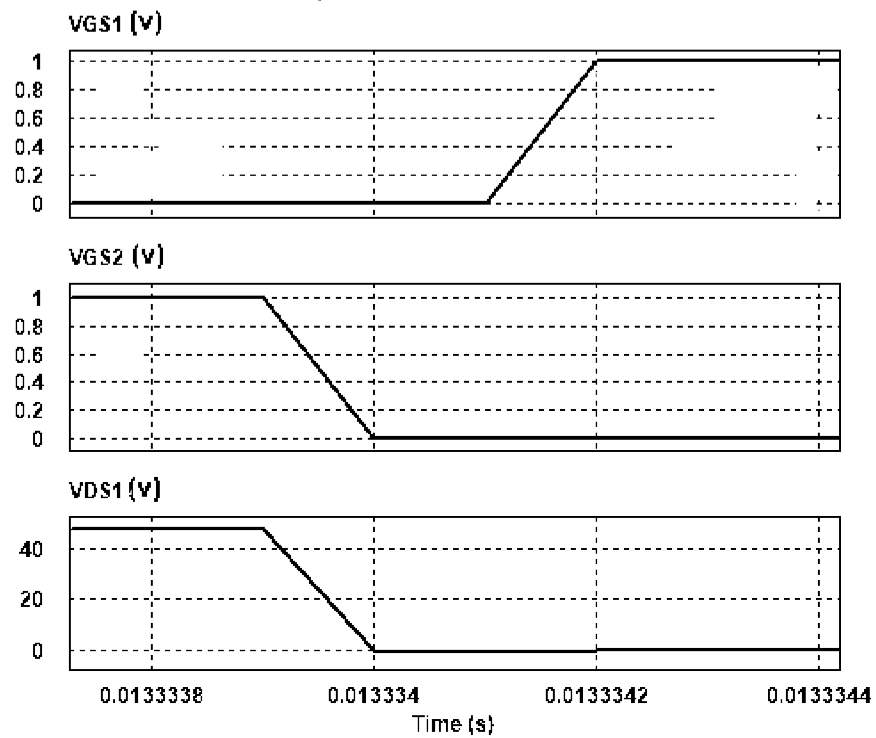


FONTE: O autor (2019).

A corrente drenada da bateria é menor quando os interruptores S1 e S4 estão conduzindo comparada com o acionamento dos interruptores S2 e S3. Com a energia do painel fotovoltaico mais a energia do indutor  $L_{pv}$  estão sendo transferidas para a bateria através do interruptor S1.

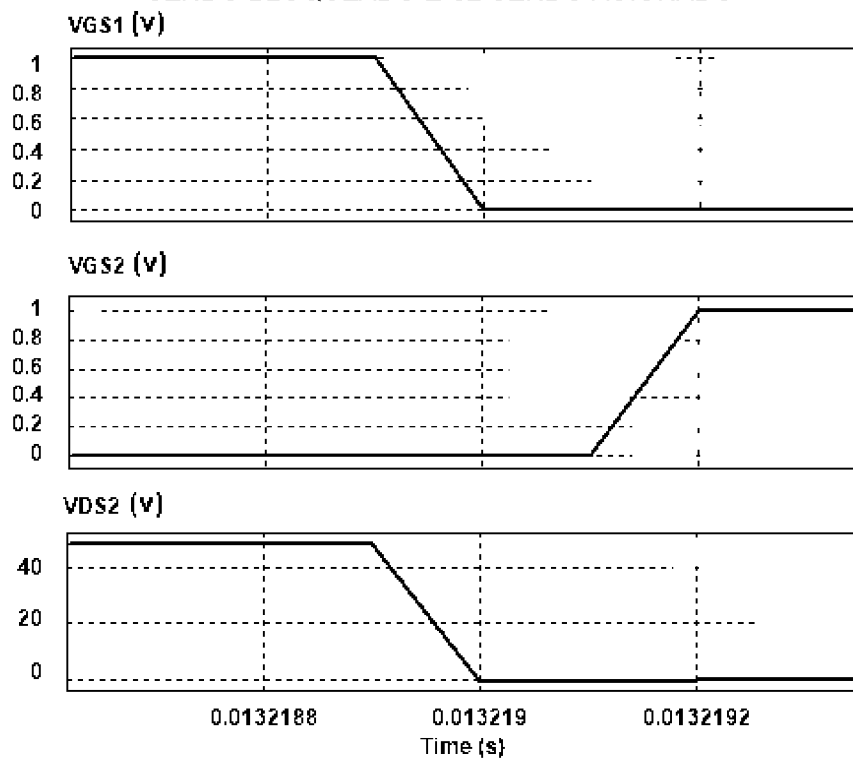
Na FIGURA 64 e na FIGURA 65 estão as formas de ondas da tensão VGS e VDS dos interruptores S1 e S2. Nas figuras estão destacados o tempo morto utilizado para técnica ZVS. Com o interruptor S1 desligando e S2 ligando e com S2 desligando e S1 ligando respectivamente.

FIGURA 64 – ANÁLISE EM ALTA FREQUÊNCIA DA TÉCNICA ZVS COM O INTERRUPTOR S2 SENDO BLOQUEADO E S1 SENDO ACIONADO



FONTE: O autor (2019).

FIGURA 65 – ANÁLISE EM ALTA FREQUÊNCIA DA TÉCNICA ZVS COM O INTERRUPTOR S1 SENDO BLOQUEADO E S2 SENDO ACIONADO



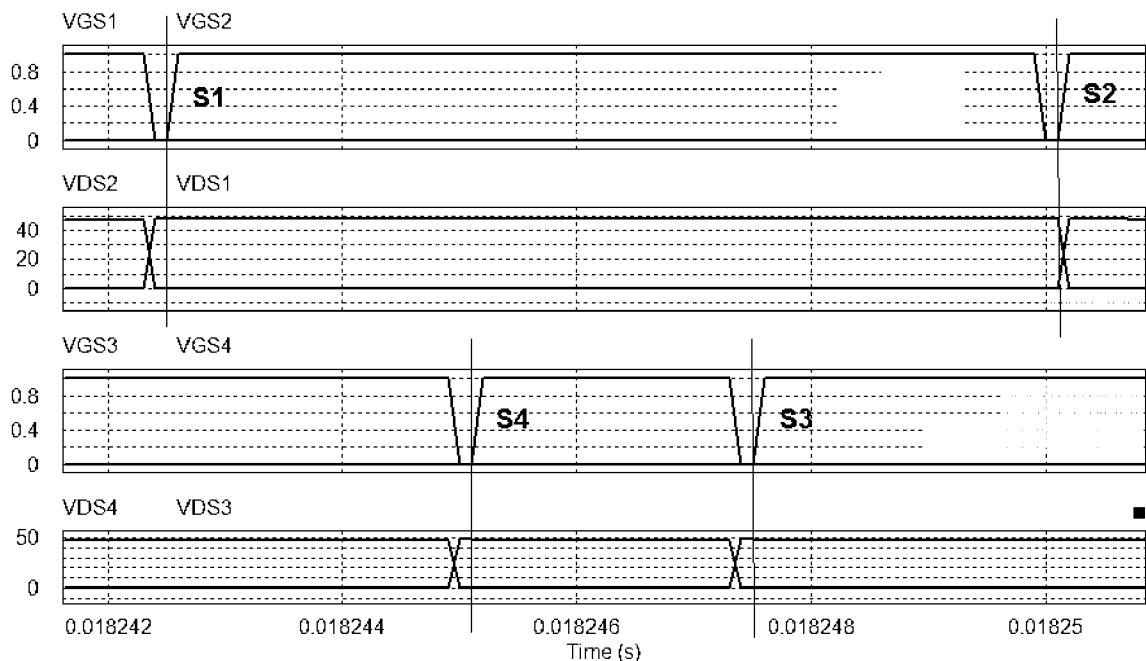
FONTE: O autor (2019).

Na FIGURA 64 ocorre o bloqueio do interruptor S1, o descarregamento da capacitância  $C_{r2}$  e, após condução do diodo antiparalelo, o interruptor S2 é acionado. Na FIGURA 65 o interruptor S2 desliga o capacitor  $C_{r1}$  descarrega e o diodo intrínseco a S1 passa a conduzir antes de S1 ser acionado.

A pior condição para a técnica ZVS é quando o interruptor S2 está sendo acionado. Isso ocorre porque quando S1 é bloqueado, durante o transitório, a corrente drenada do painel fotovoltaico se opõe a corrente armazenada na indutância de dispersão  $L_r$ . Dificultando a descarga da capacitância  $C_{r2}$ .

Na FIGURA 66 está o momento de comutação dos quatro interruptores. Nesse instante a corrente que circula pelo primário do transformador é de 4,0 A. Comparando com os dados de projeto da técnica de ZVS, capítulo 4.1, essa corrente está 800 mA acima do valor mínimo para que os interruptores comutem com tensão zero.

FIGURA 66 – ANÁLISE EM ALTA FREQUÊNCIA DA TÉCNICA ZVS DOS INTERRUPTORES DA PONTE COMPLETA



FONTE: O autor (2019).

O momento de condução de cada interruptor é indicado por S1, S2, S3 e S4. Para acionamento dos interruptores S1, S4 e S3 a tensão aplicada sobre eles (VDS) chega a zero antes do acionamento do interruptor, ou seja, ocorre a comutação não

dissipativa. Entretanto para o interruptor S2 a tensão VDS somente chega a zero após o comando de acionamento do interruptor.

A corrente drenada do painel fotovoltaico prejudica a técnica ZVS. Com o interruptor S2 operando com comutação dissipativa em mais ciclos que os demais interruptores.

### 5.1.1 Eficiência Inversor de três portas.

A eficiência do inversor de três portas é medida para os três modos de operação. Para isso, a potência injetada na saída CA é controlada pelo valor da corrente que circula através da malha de controle. Outra variável é a radiação solar imposta sobre o painel fotovoltaico que define a potência de saída do conversor elevador.

A EQUAÇÃO 34 representa a eficiência do inversor de três portas no modo de operação dupla entrada, com o painel fotovoltaico mais a bateria transferindo energia para a rede CA.

$$\eta = \frac{P_{ca}}{P_{pv} + P_{bat}} \quad (34)$$

Onde  $P_{ca}$  é a potência consumida pela rede elétrica CA,  $P_{pv}$  é a potência produzida pelo painel fotovoltaico e  $P_{bat}$  é a potência produzida pela bateria.

No modo dupla saída, com a potência do painel fotovoltaico alimentando a rede CA e carregando a bateria, a EQUAÇÃO 35 é utilizada.

$$\eta = \frac{P_{ca} + P_{bat}}{P_{pv}} \quad (35)$$

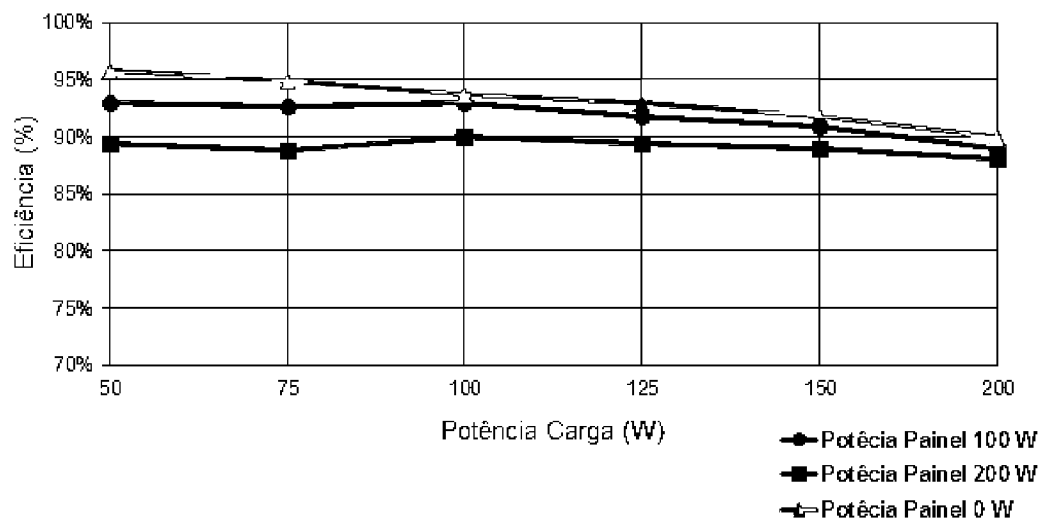
E nas duas condições do modo uma entrada e uma saída, com apenas o painel fotovoltaico alimentando a rede CA ou apenas a bateria alimentando a rede CA, são utilizadas a EQUAÇÃO 36 e EQUAÇÃO 37 respectivamente.

$$\eta = \frac{P_{ac}}{P_{pv}} \quad (36)$$

$$\eta = \frac{P_{ac}}{P_{bat}} \quad (73)$$

A FIGURA 67 apresenta o gráfico da eficiência do inversor de três portas em relação aos valores de potência consumidos pela rede elétrica para diferentes condições de operação.

FIGURA 67 – EFICIÊNCIA DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS PELA VARIAÇÃO DA POTÊNCIA DA REDE ELÉTRICA E A POTÊNCIA DO PAINEL FOTOVOLTAICO



FONTE: O autor (2019).

A primeira curva, com marcadores redondos, considera a variação da potência transferida para a rede CA para uma produção do painel fotovoltaico de 100 W. Assim, com as cargas maiores que 100 W o inversor de três portas está trabalhando no modo dupla entrada e em cargas menores que 100 W o inversor passa a trabalhar no modo dupla saída.

A curva com marcadores quadrados refere-se ao painel fotovoltaico produzindo 200 W. Para essa condição o inversor de três portas opera no modo dupla saída para todos os valores de potência na rede CA.

A curva com marcadores em triângulos representa o modo uma entrada e uma saída com a bateria alimentando a rede CA e sem produção de energia pelo painel fotovoltaico.

A pior eficiência apresentada foi de 87% com o inversor de três portas trabalhando no modo dupla entrada e a potência do painel em 200 W. Nesse modo ocorrem duas etapas para que a energia do painel fotovoltaico seja transferida para

a rede CA. Na primeira etapa a energia produzida pelo painel fotovoltaico é transferida para as baterias através do conversor elevador. Uma segunda etapa transfere a energia armazenada nas baterias para rede CA através do inversor em ponte completa *unfolding*. Nesse processo as principais perdas estão relacionadas com o enrolamento do indutor do conversor elevador e com as perdas por condução e comutação dos interruptores MOSFET.

A eficiência máxima apresentou valor de 96 %. Alcançou esse valor com a bateria alimentando a rede CA no modo uma entrada e uma saída. Nesse modo a energia armazenada na bateria é transferida para a rede CA apenas passando pelo inversor em ponte completa *unfolding*, assim, não há dois estágios de conversão como no caso anterior.

Confirmando a operação e eficiência do inversor de três portas em ambiente de simulação o projeto segue para a montagem do protótipo e os testes experimentais.

## 5.2 MONTAGEM DO PROTÓTIPO

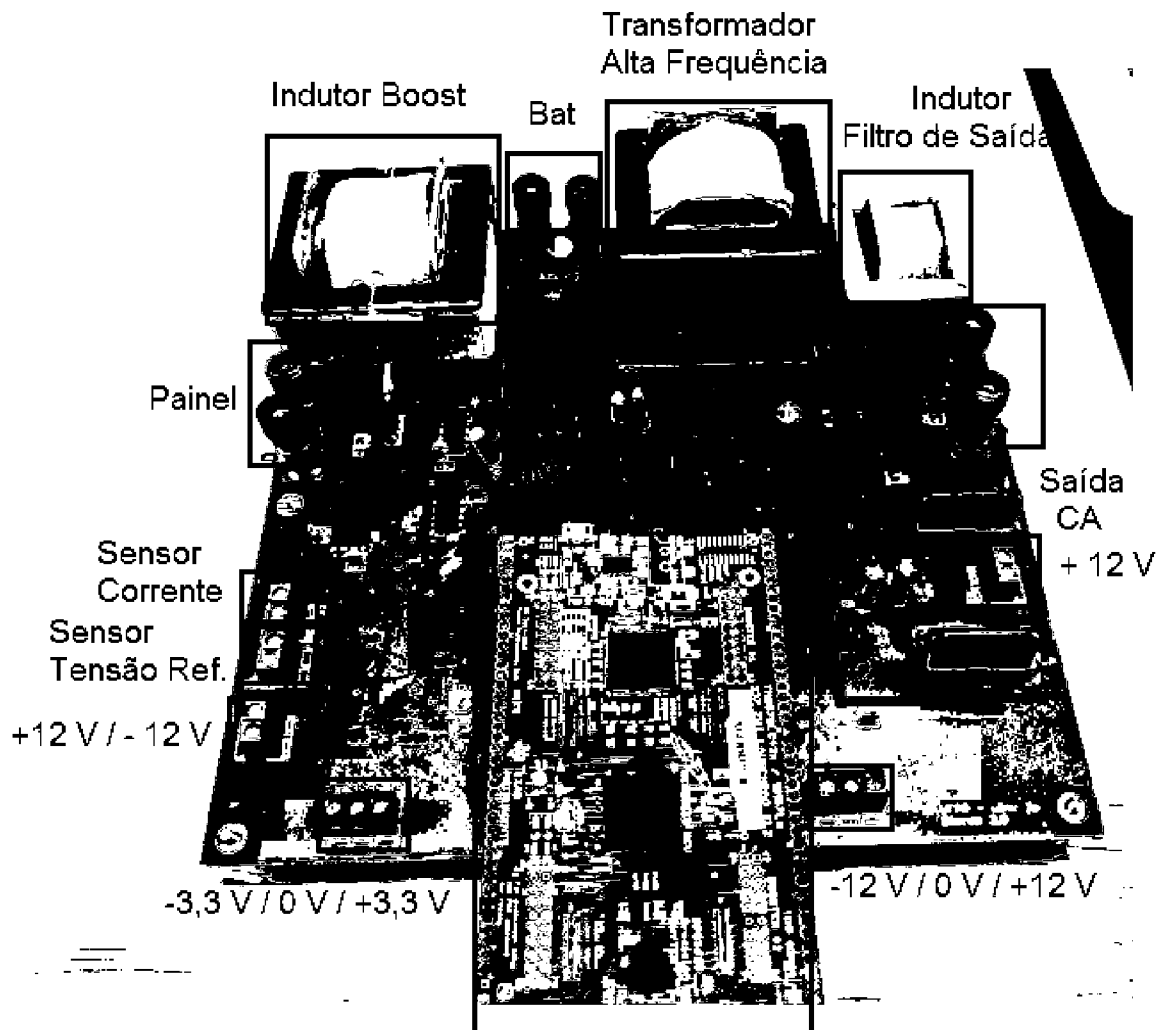
O Protótipo é formado pelo circuito do inversor de três portas, circuitos de aquisição, circuitos de comando, fonte de alimentação e o microcontrolador.

A placa principal de circuito impresso contempla o circuito do inversor de três portas, circuitos de comando, microcontrolador e circuitos de aquisição dos sinais. O sensor de efeito hall e a fonte de alimentação são colocados em placas de circuito impresso dedicadas. Com o objetivo de reduzir as interferências eletromagnéticas e o volume e o peso da placa principal. O transformador de potência utilizado para aquisição da tensão de referência da rede também é posicionado externo devido ao seu peso.

A fonte de alimentação projetada contém dois planos de terra, um para o primário com tensões de alimentação de +3,3 V, -3,3 V +12 V e -12 V e um para o secundário com tensão de +12 V. O projeto da fonte de alimentação é detalhado no APÊNDICE F.

Na FIGURA 68 está a parte superior da placa principal.

FIGURA 68 – PLACA PRINCIPAL DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS FACE SUPERIOR



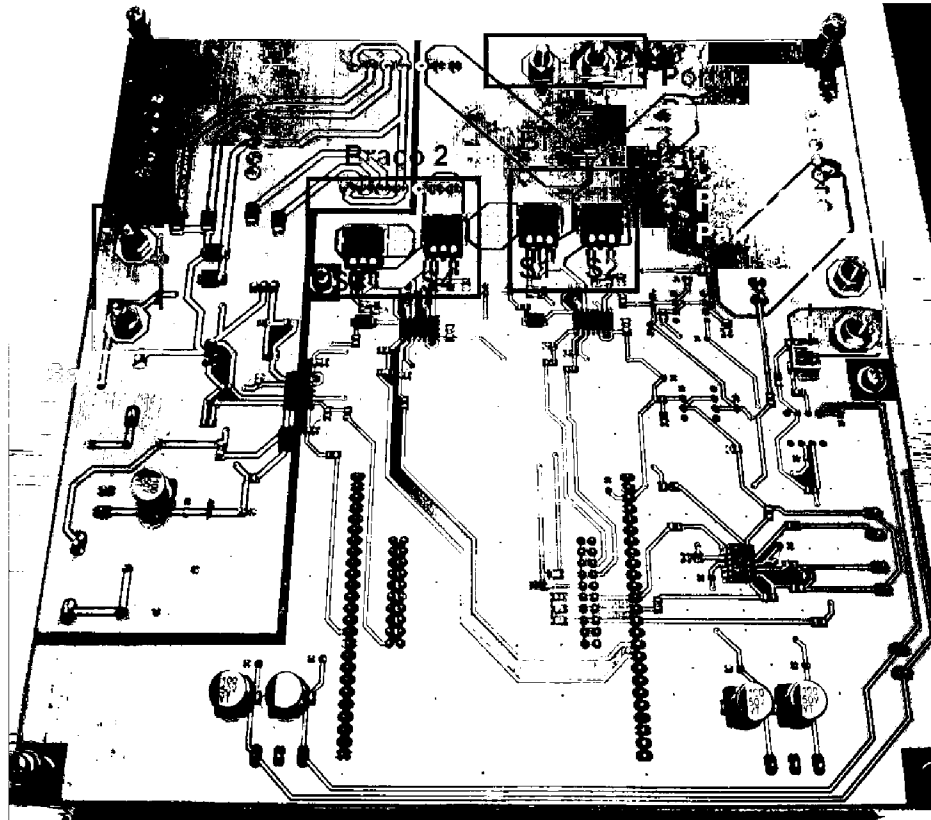
FONTE: O autor (2019).

É possível observar o posicionamento do microcontrolador, conectores para entradas das tensões de alimentação e dos sinais dos sensores externos a placa, interruptores do secundário S5 e S6, porta de saída CA, indutores, transformador de alta frequência e porta de entrada da bateria e do painel fotovoltaico. Os planos de terra são indicados com os números 1 e 2. Os interruptores MOSFET presentes na ponte completa, os *drives* de acionamento e o resistor *shunt* são componentes SMD e estão fixados no lado da solda da placa, FIGURA 69.

Os componentes presentes na placa foram agrupados e delimitados por tipo, com o objetivo de gerar uma menor interferência entre eles. Como exemplo, tem-se os interruptores da ponte completa posicionados na face inferior enquanto o microcontrolador está na face superior.



FIGURA 69 – PLACA PRINCIPAL DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS FACE INFERIOR



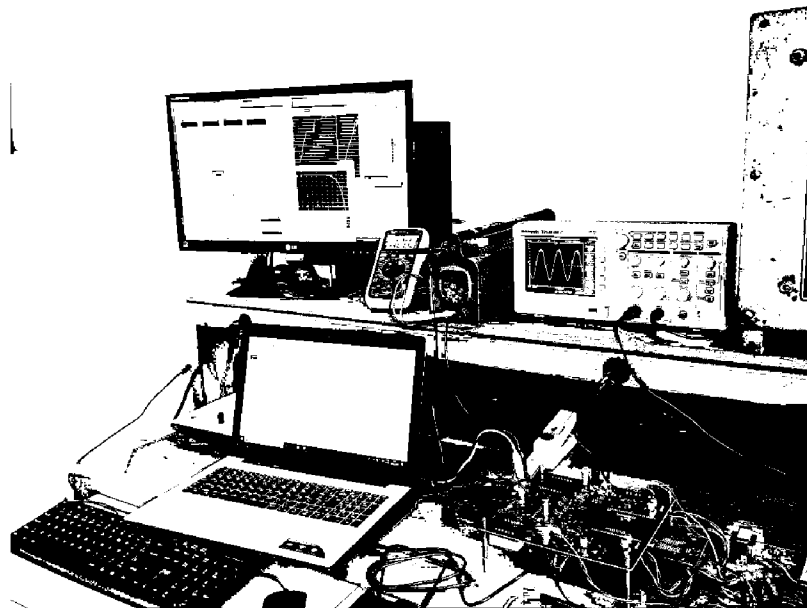
FONTE: O autor (2019).

Para alimentar a entrada da bateria uma fonte com capacidade bidirecional é utilizada, sua tensão é regulada para 48 V simulando um banco de baterias. A conexão com a porta do painel fotovoltaico é feita através de uma fonte programável capaz de simular o comportamento dos painéis fotovoltaicos.

A fonte programável permite carregar a curva I-V do painel fotovoltaico. Após carregada a curva I-V, a radiação e a temperatura podem ser configuradas. Para simular um painel fotovoltaico comercial foi utilizado as características do painel fotovoltaico PV-MLU255HC do fabricante Mitsubishi Electric (MLU SERIES, 2017). O mesmo que foi utilizado na simulação, o resumo de suas características na TABELA 13.

Na FIGURA 70 é apresentada a foto com o protótipo do inversor de três portas pronto para teste de bancada. Incluindo a placa principal, a fonte de alimentação e os sensores externos a placa.

FIGURA 70 – BANCADA PARA TESTE EXPERIMENTAL DO PROTÓTIPO DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS



FONTE: O autor (2019).

A lógica da operação do inversor de três portas para deslocar carga não foi programada no microcontrolador. Com isso, a potência que será injetada na rede é configurada manualmente através da variável  $I_{ref}$  presente na programação do microcontrolador. A variável  $I_{ref}$  pode assumir valores entre 0 a 1 e multiplica o módulo de tensão de referência da rede elétrica CA. O resultado da multiplicação é comparado com a corrente do filtro de saída, o erro entre esses sinais é a entrada do compensador de corrente. Como exemplo, para uma corrente 50 % da nominal, a variável  $I_{ref}$  é definida com valor de 0,5. O programa completo do microcontrolador pode ser visto no APÊNDICE G.

### 5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os experimentos realizados têm o objetivo de complementar os resultados da simulação. O Protótipo do inversor de três portas não foi conectado a rede elétrica CA. Durante os resultados experimentais foi conectada a porta  $V_{ca}$  a uma resistência variável para consumir a potência injetada. Assim como na simulação, a tensão da bateria é considerada constante com valor de 48 V operando como uma fonte bidirecional.

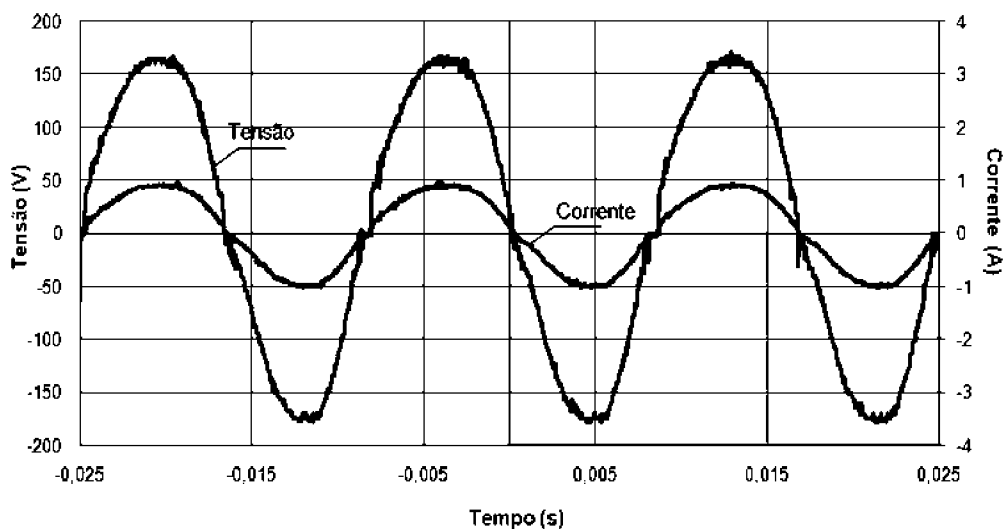
Os testes experimentais são realizados sobre os dois conversores que formam o inversor de três portas de forma individual. Os resultados experimentais do

inversor ponte completa *unfolding* são para validar o projeto dos componentes, a modulação por deslocamento de fase, o projeto do compensador de corrente, o projeto da comutação com tensão zero. Os resultados experimentais do conversor elevador tem objetivo de validar o projeto dos componentes e o uso da técnica da razão cíclica  $D_{pv}$  operando com as três condições propostas na MDFM.

O primeiro experimento é realizado para validar a saída CA do inversor ponte completa *unfolding*. Para isso a corrente será dissipada por carga resistiva conectada na saída CA do inversor de três portas. A variável  $I_{ref}$  é definida com o valor de 0,5, para uma potência de 100 W sendo injetada na rede CA. O inversor de três portas está operando com uma entrada e uma saída.

A FIGURA 71 apresenta as curvas capturadas pelo osciloscópio. A sonda de tensão está posicionada em paralelo com a saída CA e a sonda de corrente está próxima ao sensor de corrente do filtro de saída.

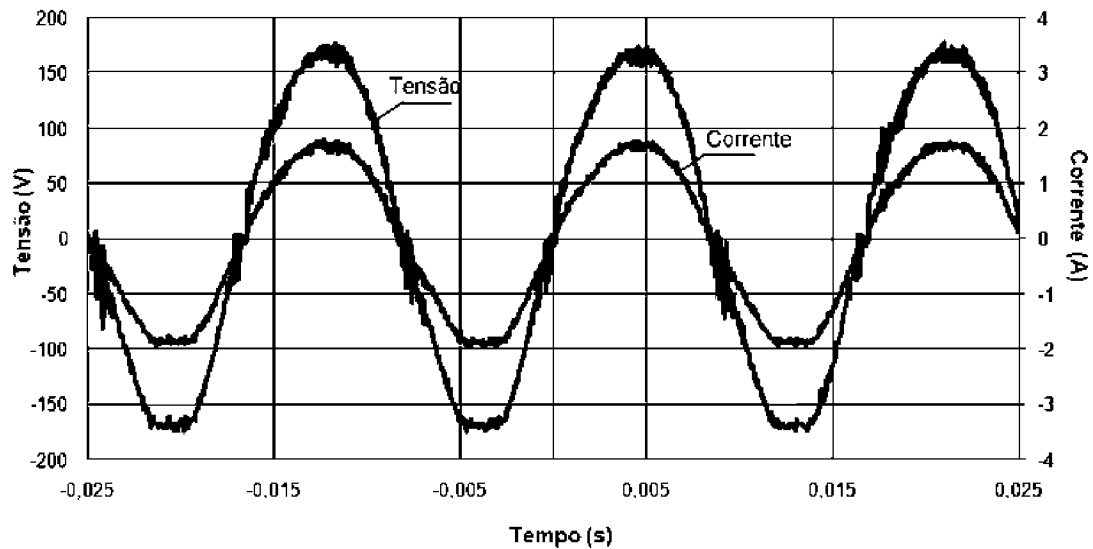
FIGURA 71 – FORMAS DE ONDA DA CORRENTE DO FILTRO DE SAÍDA E TENSÃO APLICADA A UMA CARGA RESISTIVA POTÊNCIA DE 100 W



FONTE: O autor (2019).

Pela FIGURA 71 é possível observar que a tensão e a corrente estão em fase e apresentam valores eficazes de 123 V e 815 mA respectivamente. Ajustando a variável  $I_{ref}$  para 0,89 a curva da FIGURA 72 é apresentada.

FIGURA 72 – FORMAS DE ONDA DA CORRENTE DO FILTRO DE SAÍDA E TENSÃO APLICADA A UMA CARGA RESISTIVA, POTÊNCIA DE 175 W



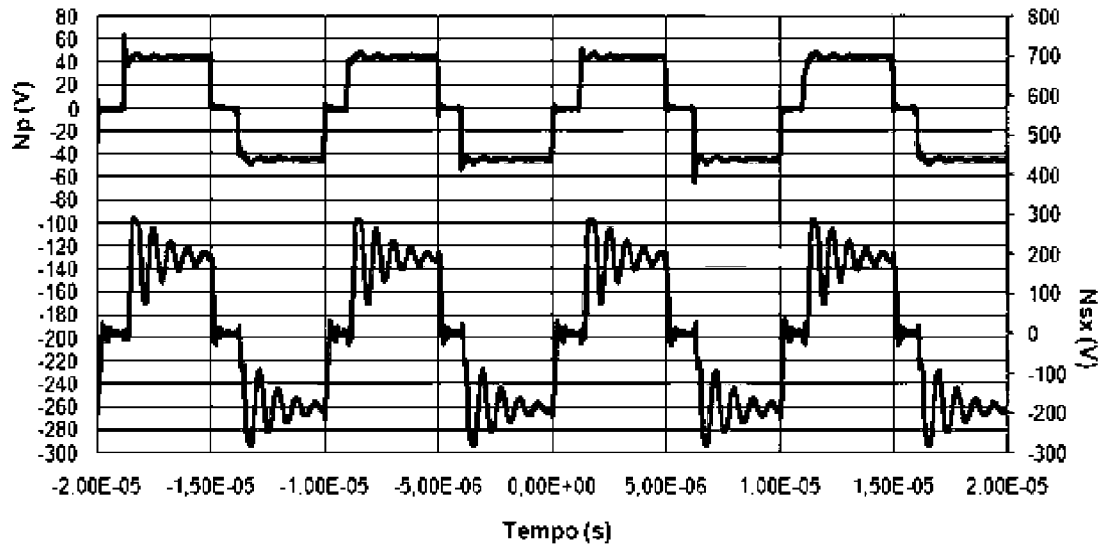
FONTE: O autor (2019).

A tensão tem valor eficaz de 124 V e a corrente eficaz de 1,3 A. Sendo a potência de 175 W. Essa potência foi a máxima alcançada nos testes experimentais. Para potências maiores o ruído era amplificado e o resultado era uma senoide distorcida. A comutação em alta frequência dos interruptores MOSFETs da ponte completa e a comutação dos interruptores da saída *unfolding*, durante a passagem por zero, são fontes geradoras de ruído. Essas fontes de ruídos não podem ser eliminadas sem que o projeto da placa seja modificado.

Durante o mesmo experimento, foi observada a tensão aplicada ao primário do transformador em comparação com a tensão no secundário, a comutação com tensão zero e a tensão sobre o circuito *snubber*.

Na FIGURA 73 está a tensão sobre o enrolamento do primário do transformador e a tensão sobre um dos enrolamentos do secundário.

FIGURA 73 – FORMAS DE ONDA DA TENSÃO NO ENROLAMENTO DO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR E NO ENROLAMENTO DO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR

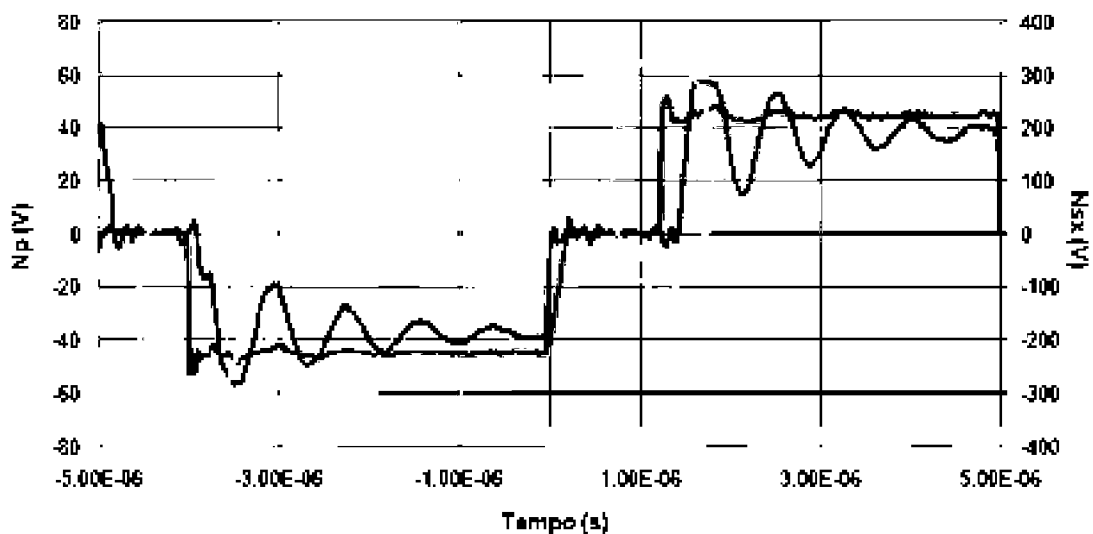


FONTE: O autor (2019).

Na curva acima está a tensão no primário do transformador ( $V_{Np}$ ) e no secundário a curva da tensão do secundário ( $V_{Nsx}$ ). É possível observar a relação de transformação e a ressonância causada entre os elementos parasitas no transformador, indutância de dispersão, capacitância entre os enrolamentos e capacitância do diodo, quando polarizado de forma reversa.

Sobrepondo as duas curvas a FIGURA 74 é apresentada.

FIGURA 74 – DETALHE DA PERDA DA RAZÃO CÍCLICA ENTRE A TENSÃO DO ENROLAMENTO DO PRIMÁRIO E DO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR

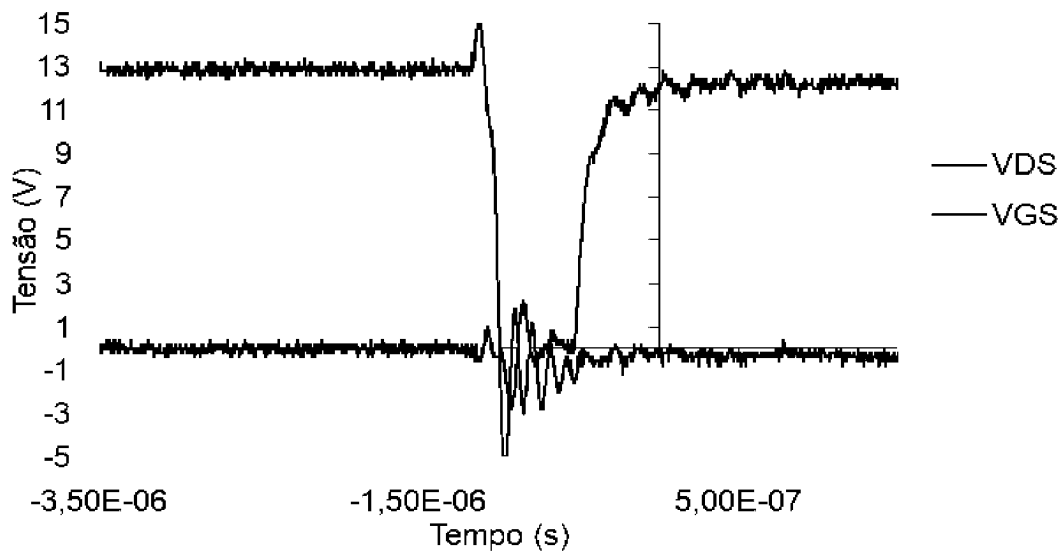


FONTE: O autor (2019).

Na FIGURA 74 está representada o momento da perda da razão cíclica entre o primário e o secundário do transformador de alta frequência. Essa perda ocorre devido as indutâncias de dispersão dos enrolamentos do secundário.

O projeto da comutação com tensão zero aplicada ao protótipo é validado através das curvas do momento da comutação do interruptor S2. A FIGURA 75 apresenta a tensão sobre o interruptor S2 (VDS) e sua tensão de comando (VGS).

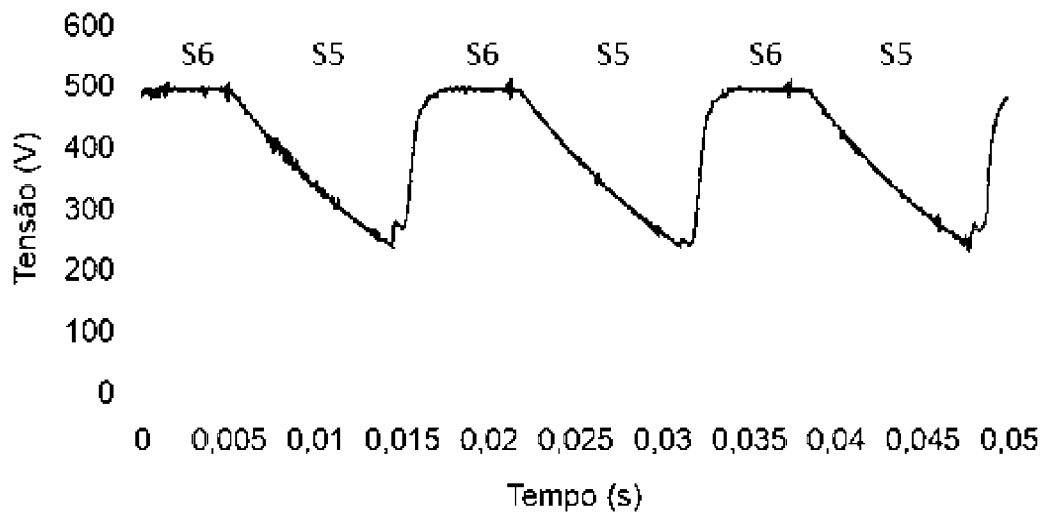
FIGURA 75 – DETALHE DA TÉCNICA DA COMUTAÇÃO COM TENSÃO ZERO NO INTERRUPTOR S2



FONTE: O autor (2019).

Após o interruptor S1 ser bloqueado o diodo em antiparalelo ao interruptor S2 é polarizado de forma direta e a tensão sobre o interruptor S2 (VDS) cai a zero. Apenas após a tensão VDS chegar a zero é que a tensão de comando (VGS) do interruptor é aplicada. A condição da corrente no secundário do circuito é de 670 mA, pouco acima da corrente mínima do projeto da técnica ZVS,

A última curva capturada durante o experimento do inversor ponte completa *unfolding* é a tensão sobre o circuito *snubber* (FIGURA 76).

FIGURA 76 – TENSÃO SOBRE O CIRCUITO *SNUBBER* DO INTERRUPTOR S5

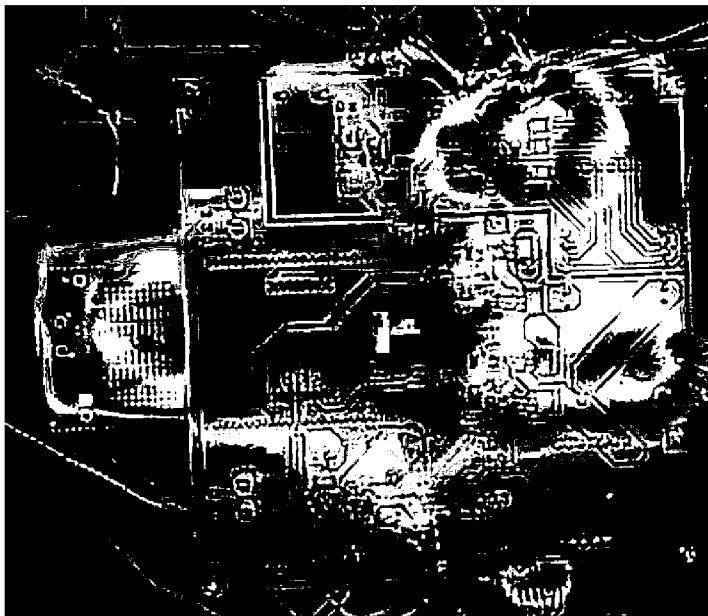
FONTE: O autor (2019).

A tensão apresentada é sobre o interruptor S5. Quando o interruptor S6 está acionado a tensão máxima é carregada no capacitor do circuito *snubber*. Quando o interruptor S5 é acionado a energia armazenada nesse capacitor descarrega sobre a resistência do *snubber*.

No exemplo da FIGURA 76, a tensão no primário do transformador é de 40 V, a relação de transformação de 6 e, devido ao arranjo do circuito no secundário, a tensão sobre o *snubber* é de 480 V. No gráfico é possível observar que a tensão fica em torno de 490 V e com picos que ultrapassam 500 V. Essa tensão é aplicada de forma reversa sobre os diodos presentes no secundário do transformador. Esses componentes suportam correntes eficazes de até 5 A e tensão reversa de 800 V.

Utilizando uma câmera térmica é feita uma análise da imagem da placa localizando os pontos com maiores temperaturas. Na FIGURA 77 está a foto com a escala de cores representando a temperatura de cada componente. A potência de saída CA é de 75 W.

FIGURA 77 – IMAGEM TÉRMICA DA PLACA DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS



FONTE: O autor (2019).

Os pontos em vermelho são os que apresentam maior aquecimento. Os diodos que conduzem as correntes no secundário do transformador e o microcontrolador apresentam maiores temperaturas em comparação com os demais componentes. O microcontrolador opera com baixas correntes, mas apresenta alta frequência e processamento contínuo. Os diodos do secundário do transformador estão conduzindo uma corrente de 600 mA a uma frequência de 100 kHz.

O inversor ponte completa *unfolding* apresentou resultados experimentais como demonstrado em simulação. O projeto dos componentes, do compensador de corrente e a técnica de comutação zero foram efetivos.

Após a confirmação do funcionamento da topologia do inversor ponte completa *unfolding*, os testes experimentais passam para o conversor elevador. Para isso, a fonte que simula o painel fotovoltaico é conectada ao conversor e uma fonte com características bidirecionais é conectada na porta da bateria.

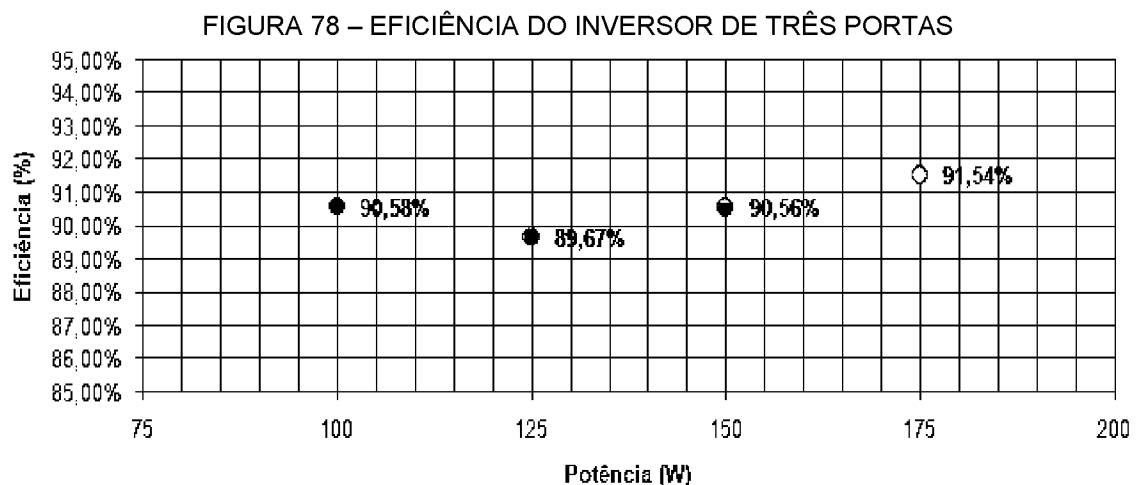
Durante a operação do conversor elevador a fonte de tensão utilizada para simular o painel fotovoltaico apresentou oscilações de tensão. Essas oscilações prejudicaram a modulação proposta e, com isso, não foi possível alcançar a estabilidade no ponto de máxima potência. Além da oscilação de tensão, o sinal de aquisição da corrente do painel fotovoltaico apresentou ruídos. Em alguns pontos de amostragens, durante a aquisição do A/D, esses ruídos tornam-se significativos e prejudicam na tomada de decisão do algoritmo de MPPT.



O problema dos ruídos, durante aquisição do A/D, foi resolvido através de um novo projeto para o circuito de aquisição da corrente do painel fotovoltaico, diminuindo a sensibilidade do circuito. Para eliminar o problema das oscilações de tensão, na saída da fonte que simula o painel fotovoltaico, foi feito o contrato com o fabricante, entretanto, esse problema não pode ser resolvido a tempo de ser inserido nesse trabalho. Portanto, a técnica da MDFM somente foi validada em simulação.

Como não foi possível validar a técnica da MDFM utilizando o protótipo, as medições de sua eficiência foram realizadas operando apenas como inversor ponte completa *unfolding*.

Para medir a eficiência do inversor de três portas no modo uma entrada e uma saída a potência de entrada varia de 100 W a 175 W. A FIGURA 78 apresenta a eficiência do inversor de três portas nesses pontos de operação.



FONTE: O autor (2019).

O modo de operação uma entrada e uma saída com a bateria alimentado o inversor de três portas apresenta a maior eficiência do projeto. Isso ocorre porque a bateria é conectada diretamente na saída CA pela ponte completa, sendo o único estágio de conversão em alta frequência. Além disso, como não há corrente sendo drenada do painel fotovoltaico o interruptor S2 apresenta comutação com zero de tensão em toda a faixa de projeto.

Com a potência de saída do inversor de três portas a 175 W sua eficiência apresentou o melhor resultado. Enquanto que para a potência de saída de 125 W o pior resultado.

### 5.3.1 Comparação do Inversor de Três Portas Proposto com os CTPs

A TABELA 14 apresenta o resumo dos resultados experimentais. Suas informações são comparadas com os conversores de três portas presentes na revisão bibliográfica, item 2.5.

**TABELA 14 – COMPARAÇÃO ENTRE O INVERSOR DE TRÊS PORTAS E OS CONVERSORES DE TRÊS PORTAS**

TIPO ISOLAÇÃO	CARGA	POTÊNCIA	EFICIÊNCIA MÁXIMA	NÚMERO DE INTERRUPTORES	QTD. DE INDUTORES	AUTOR PRINCIPAL
Parcialmente	CA	175 W	92% @ 175 W	6	2	Leone
Não isolado	CC	1 kW	98% @ 400 W	3	1	Wu
Não isolado	CC	1,2 kW	97% @ 800 W	3	3	Zhu
Não isolado	CC	50 W	93% @ 50 W	4	1	Cheng
Isolado	CC/CA	500 W	Não info.	12	3	Duarte
Isolado	CC/CA	1,5 kW	92% @ 500 W	12	6	Zhao
Isolado	CC/CA	500 W	91% @ 500 W	12	2	Krishnaswami
Parcialmente	CC	100 W	90% @ 40 W	4	3	Li
Parcialmente	CC	1,5 kW	96% @ 500 W	4	3	Zhang
Parcialmente	CC/CA	200 W	92% @ 140 W	9	1	Qian
Parcialmente	CC/CA	500 W	93% @ 500 W	7	2	Zeng

FONTE: O autor (2019).

Comparando com os conversores parcialmente isolados e com saída CA, o inversor de três portas proposto apresenta o menor número de interruptores controlados e eficiência equivalente. Em relação aos conversores parcialmente isolados com saída CC, apresenta um indutor a menos o que pode diminuir o tamanho e peso em relação a esses conversores.

Em relação aos conversores de três portas isolados, o inversor de três portas proposto, contém um menor número de componentes e eficiência equivalente. Enquanto em comparação com os CTPs não isolados sua eficiência ficou menor, mas deve-se considerar que sua saída é em CA, contém o isolamento galvânico e um maior número de interruptores.

## 6 CONCLUSÃO

Com os resultados da simulação e experimentais é possível concluir que o objetivo de projetar e implementar um inversor de três portas com capacidade de gerenciar o fluxo de energia dos painéis fotovoltaicos para o sistema de armazenamento e para a rede elétrica foi alcançado.

Como vantagem, a topologia em ponte completa *unfolding* apresenta isolamento galvânico, comutação com zero de tensão nos interruptores da ponte completa, elevação da tensão de saída em níveis para conexão com a rede elétrica e a comutação em frequência de 60 Hz nos interruptores do secundário do transformador. Enquanto o conversor elevador é capaz de controlar o MPPT de maneira eficiente e com poucos componentes. A modulação por deslocamento de fase apresenta três níveis de tensão e permite ser intercalada com a modulação por largura de pulso, obtendo um controle com duas variáveis. Por fim, a integração dos dois conversores permite reduzir o número de componentes do inversor de três portas.

A eficiência do inversor de três portas proposto é sustentada pela técnica de comutação com zero de tensão, por sua configuração *unfolding* e pela pequena quantidade de interruptores na topologia. Os interruptores do primário e do secundário apresentam baixa resistência interna, assim, diminuem as perdas por condução. A técnica ZVS reduz as perdas por comutação nos interruptores e a configuração *unfolding* permite que os interruptores do secundário operem na frequência da rede elétrica.

O inversor de três portas ainda se mostrou compacto e robusto. Compacto porque apresenta apenas seis interruptores controlados e dois indutores, número menor que os conversores parcialmente isolados apresentados na revisão bibliográfica. E robusto porque mesmo com a mudança do ponto de operação do painel fotovoltaico, devido a variação da radiação, conseguiu manter a corrente senoidal injetada na rede sem distorções.

Durante a operação o inversor de três portas foi capaz de injetar uma corrente senoidal ao mesmo tempo em que mantinha o máximo ponto de potência do painel fotovoltaico. A corrente senoidal de saída ficou em fase com a tensão de referência. Mesmo com a variação da radiação sobre o painel fotovoltaico a técnica

foi capaz de manter o máximo ponto de potência. A técnica ZVS obteve resultados como definidos em projeto e com os interruptores da ponte completa apresentando a comutação com zero de tensão.

Como sugestão em projetos futuros, o controle de carga e descarga da bateria pode ser adicionado ao sistema. Esse controle aumenta a vida útil da bateria e realiza uma melhor gestão do fluxo de energia entre a bateria e o painel fotovoltaico e da bateria para a carga. Outra sugestão é incluir na programação do microcontrolador o sincronismo entre a aquisição do A/D e a mudança entre os três modos de operação da MDFM, incluindo uma interrupção. Atualmente essa mudança de modo é feita de forma dinâmica e o objetivo de incluir uma interrupção seria para diminuir o ruído na curva de potência do painel fotovoltaico.

## REFERÊNCIAS

- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). **Banco de Informações de Geração: Matriz de Energia Elétrica**. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/OperacaoCapacidadeBrasil>. Acesso em: 12 Jun. 2017.
- ARYA, P. S.; CHITHRA, R. Phase Shifted Full Bridge DC-DC Converter. **International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)**, v. 02, jul. 2015. Disponível em: <https://www.irjet.net/archives>, 2. Acesso em: 30 Abr. 2017.
- BARBI, I.; ESTOFANERO, H.; HAUSMANN, R.; LAZZARIN, T. **Projetos de Inversores**. Florianópolis: Instituto de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Santa Catarina, 2007. Relatório técnico.
- BHATNAGAR, P. N.; NEMA, R. K. Maximum Power Point Tracking Control Techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews** **23**, v 1, n 23, p 224-241, Jul. 2013. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032113001111>. Acesso em: 03 Abr. 2017.
- CHENG, T. **Topology Derivation and Development of Non-Isolated Three-port Converters for DC Microgrids**. 2017. 114 f. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) - University of Sydney, Sydney, 2017. Disponível em: <https://ses.library.usyd.edu.au/handle/2123/1689>. Acesso em: 13 ago. 2017.
- DUARTE, J. L.; HENDRIX, M.; SIMÕES, M. G. Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 480-487, Mar. 2007. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4118298/>. Acesso em: 13 Set. 2017.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. Segunda edição. New York: Kluwer Academics Publishers, 2001.
- FEDERAL MINISTRY FOR ECONOMIC AFFAIRS AND ENERGY. **Funding Initiative for Energy Storage** Disponível em: <https://www.bmwi.de/Redaktion/EN/Artikel/Energy/funding-programmes-for-energy-storage.html>. Acesso em: 21 de out. 2016.
- HUA, G.; LEE, F. C.; JOVANOVIĆ, M. M. An Improved Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter Using a Saturable Inductor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8, n. 4, p. 530-534, Out. 1993. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/261024/> Acesso em: 03 Mai. 2017.
- HUSSEIN, K.; MUTA, I.; HOSHINO, T.; OSAKADA, M. Maximum Photovoltaic Power Tracking: An Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions, **IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution**, v. 142, n. 1, p. 59-64, Jan. 1995. Disponível em: [https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-gtd\\_19951577](https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-gtd_19951577). Acesso em: 16 Fev. 2018.

INFINEON TECHNOLOGIES. **IRF1010EZPbF Product Data Sheet: PD – 95483C**. Disponível em: <http://www.infineon.com/dgdl/irf1010ezpbf.pdf> . Acesso em: 12 de mar. 2018.

INFINEON TECHNOLOGIES. **SPP11N80C3 Product Data Sheet**. Disponível em: [http://www.infineon.com/dgdl/infineon-SPP11N80C3-DS-v02\\_91-en.pdf](http://www.infineon.com/dgdl/infineon-SPP11N80C3-DS-v02_91-en.pdf) .Acesso em: 14 de ago. 2018.

KRISHNASWAMI, H.; MOHAN, N. Three-Port Series-Resonant DC DC Converter to Interface Renewable Energy Sources With Bidirectional Load and Energy Storage Ports, **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 24, n. 10, p. 2289-2297, Ago. 2009. Disponível em: <http://www.academia.edu/download/44650602/05200413.pdf>. Acesso em: 13 Set. 2017.

KISHORE, C. K.; RAMESH, G. P. Hybrid Energy System using Three Port Converter. **International Journal of Control Theory and Applications**, v9, n 5, p. 399-406, Mai. 2016. Disponível em: [https://www.researchgate.net/profile/Kishore\\_Ck/publication/308074200\\_Hybrid\\_Energy\\_System\\_using\\_Three\\_Port\\_Converter/links/57d8f51208ae5f03b4986f20.pdf](https://www.researchgate.net/profile/Kishore_Ck/publication/308074200_Hybrid_Energy_System_using_Three_Port_Converter/links/57d8f51208ae5f03b4986f20.pdf). Acesso em: 21 Jul. 2017.

LEM. **Current Transducer LA 100: Product Data Sheet**. Disponível em: [http://www.biaikom.com/pdf/la\\_100-p\\_LEM.pdf](http://www.biaikom.com/pdf/la_100-p_LEM.pdf). Acesso em: 25 de abr. 2017.

LI, W.; XIAO, J.; ZHAO, Y.; XE, X. PWM Plus Phase Angle Shift (PPAS) Control Scheme for Combined Multiport DCDC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 3, p. 1479-1489, Ago. 2012. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5986732/>. Acesso em: 05 Jun. 2017.

LIMA, G. B.; ARDUINI, F. R.; JORDÃO, E. A.; MILHORIM R. H.; RODRIGUES, D. B.; FREITAS, L. C. G. **Implementação de Técnicas de MPPT em Sistemas Fotovoltaicos Utilizando uma Plataforma Computacional**. In: CONFERÊNCIA DE ESTUDOS DE ENGENHARIA ELÉTRICA, 15, 2004, Uberlândia. Anais da Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica. Disponível em: [https://www.peteletricaufu.com/static/ceel/doc/artigos/artigos2014/ceel2014\\_artigo059\\_r01.pdf](https://www.peteletricaufu.com/static/ceel/doc/artigos/artigos2014/ceel2014_artigo059_r01.pdf). Acesso em: 15 Out. 2017.

MARQUES, M. A. N.; HARTMANN, M. A.; BARANIUK, J. A.; VILELA, J. A. **High-frequency isolated bridge inverter with ZVS switching and phase shift modulation** In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS, 2018. Niterói. Anais do Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos: UFU 2018. p 1-6. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8395723/> Acesso em: 10 Jan. 2019.

MINISTÉRIO DAS MINAS E ENERGIA. **Brasil lança Programa de Geração Distribuída com Destaque para Energia Solar**. Disponível em: [http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset\\_publisher/32hLrOzMKwWb/content/programa-de-geracao-distribuida-preve-movimentar-r-100-bi-em-investimentos-ate-2030/](http://www.mme.gov.br/web/guest/pagina-inicial/outras-noticias/-/asset_publisher/32hLrOzMKwWb/content/programa-de-geracao-distribuida-preve-movimentar-r-100-bi-em-investimentos-ate-2030/). Acesso em: 21 Out. 2016.

MITSUBISHI ELECTRIC PHOTOVOLTAIC PANEL. **Datasheet PV-MLU2555HC**. Disponível em: [https://www.mitsubishielectricsolar.com/images/uploads/documents/specsMLU\\_spec\\_sheet\\_250W\\_255W.pdf](https://www.mitsubishielectricsolar.com/images/uploads/documents/specsMLU_spec_sheet_250W_255W.pdf). Acesso em: 30 Ago. 2019.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics, Converters: Applications and Design**. Terceira edição. New Jersey: Jon Wiley & Sons, 2003.

QIAN, Z.; ADBEL-RAHMAN, O.; HU, H.; BATARSEH, I. **An Integrated Three-port Inverter for Stand-alone PV Applications**. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2010, Anais do Energy Conversion Congress and Exposition 2010: IEEE 2010. p. 1471-1478. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5618252/>. Acesso em: 05 Jun. 2017.

QIAN, Z.; ADBEL-RAHMAN, O.; AL-ATRASH, H.; BATARSEH, I. Modeling and Control of Three Port DCDC Converter Interface for Satellite Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 3, p. 637-649, Out. 2009. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5280327/>. Acesso em: 05 Jun. 2017.

ROSEMBACK, R. H. **Conversor CC-CC Bidirecional Buck-Boost atuando como Controlador de Carga de Baterias em um Sistema Fotovoltaico**. 2004. 138 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Setor de Tecnologia, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2004. Disponível em: <http://www.ufjf.br/ppee/dissertacoes/2004-7-dissertacoes/conversor-cc-cc-bidirecional-bidirecional-buck-boost-atuando-como-controlador-de-carga-de-baterias-em-um-sistema-fotovoltaico/>. Acesso em: 06 Jun. 2017.

SABATE, J. A.; VLATKOVIC, V.; RIDLEY, R. B.; LEE, F. C.; CHO, B. H. **Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge-Voltage-Switched PWM Converter**. In: IEEE APEC 1990, Anais do APEC 1990: IEEE 1990. p. 275-284. Disponível em: <http://paginas.fe.up.pt/~ee00018/docs/Design%20Considerations....pdf>. Acesso em: 22 Dez. 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. **UCC21222-Q1 4-A, 6-A, 3.0-kVRMS: Isolated Dual Drive Product Data Sheet**, SLUSDA5. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc21222-q1.pdf>. Acesso em: 26 de mar. 2018.

TEXAS INSTRUMENTS. **Data sheet LAUNCHXL – RM57L843 HERCULES, SPNS215C**. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/rm57l843.pdf>. Acesso em: 26 de mar. 2018.

THORTON ELETRÔNICA. **Núcleos de Ferrite para Várias Aplicações e Segmentos**. Disponível em: <http://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>. Acesso em: 10 de jun. 2018.

TOMALSQUIM, M. T. **Energia Renovável: Hidráulica, Biomassa, Eólica, Solar, Oceânica**. Empresa de Pesquisa Energética (EPE). Rio de Janeiro: Ministério das Minas e Energia, 2016. E-book. Disponível em: <http://legis.senado.leg.br/sdleg-getter/documento/download/585bf34e-7893-4b73-8d5b-22026191d845>. Acesso em: 04 Set. 2018.

U.S. ENERGY INFORMATION ADMINISTRATION, **Hawaii State Profile and Energy Estimate**. Disponível em: <http://www.eia.gov/state/analysis.cfm?sid=HI>. Acesso em: 21 de out. 2016.

VENABLE, H. D. The k-factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis, **Proceedings of Powercon**, v. 10, p. H1-1, Mar. 1983. Disponível em: <https://pdfs.semanticscholar.org/7464/0bdf33a1e8b7a319fbbbaeccf681f80861cc.pdf>. Acesso em: 10 Nov. 2017.

VILELA, J. J. A.; REPP, G. M. **Inversores Isolados com Transformador em Alta Frequência Utilizando o Conversor Direto (FOWARD) e Outras Topologias**. BR1020160216680, 21 Set. 2016.

WORLD ENERGY COUNCIL, **World Energy Resources 2016**. Disponível em: <https://www.worldenergy.org/assets/images/imported/2016/10/World-Energy-Resources-Full-report201610.03.pdf>. Acesso em: 18 Ago. 2017.

WU, H.; SUN, K.; DING, S.; XING, Y. Topology Derivation of Nonisolated Three-Port DC-DC Converters from DIC and DOC. *IEEE Transaction on Power Electronics*, v. 28, n. 7, p. 3297-3307, Out. 2013. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6319419/>. Acesso em: 13 Set. 2017.

ZENG, J.; QIAO, W.; WEI, C.; QU, L. **A Soft-switched Three-port Single-stage Inverter for Photovoltaic-Battery Systems**. In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2015. Anais do IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: IEEE 2015. p. 4568-4573. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7310306/>. Acesso em: 13 Set. 2017.

ZHAO, C.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W. An Isolated Three Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 23, n. 5, p. 2443-2453, Nov. 2008. Disponível em: [https://www.researchgate.net/profile/Chuanhong\\_Zhao/publication/224353888\\_An\\_Isolated\\_Three-Port\\_Bidirectional\\_DC-DC\\_Converter\\_With\\_Decoupled\\_Power\\_Flow\\_Management/links/562f767d08aeb2ca696210ed/An-Isolated-Three-Port-Bidirectional-DC-DCConverter-With-Decoupled-Power-Flow-Management.pdf](https://www.researchgate.net/profile/Chuanhong_Zhao/publication/224353888_An_Isolated_Three-Port_Bidirectional_DC-DC_Converter_With_Decoupled_Power_Flow_Management/links/562f767d08aeb2ca696210ed/An-Isolated-Three-Port-Bidirectional-DC-DCConverter-With-Decoupled-Power-Flow-Management.pdf). Acesso em: 13 Set. 2017.

ZHANG, Z.; ANDERSEN, M. A. E. **Interleaved Boost-Half-Bridge Dual-Input DC-DC Converter with a PWM plus Phase-Shift Control for Fuel Cell Applications**. In: 39<sup>th</sup> ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, IECON, 2013. Anais do 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society: IEEE 2013. p. 1679-1684. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6699385/>. Acesso em: 13 Set. 2017.

ZHANG, N.; SUTANTO, D.; MUTTAQI, K. M. A review of Topologies of Three-port DC-DC Converters for the Integration of Renewable Energy and Energy Storage System. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v.56, p. 388-401, Abr. 2016. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115013465>. Acesso em: 13 Set. 2017.

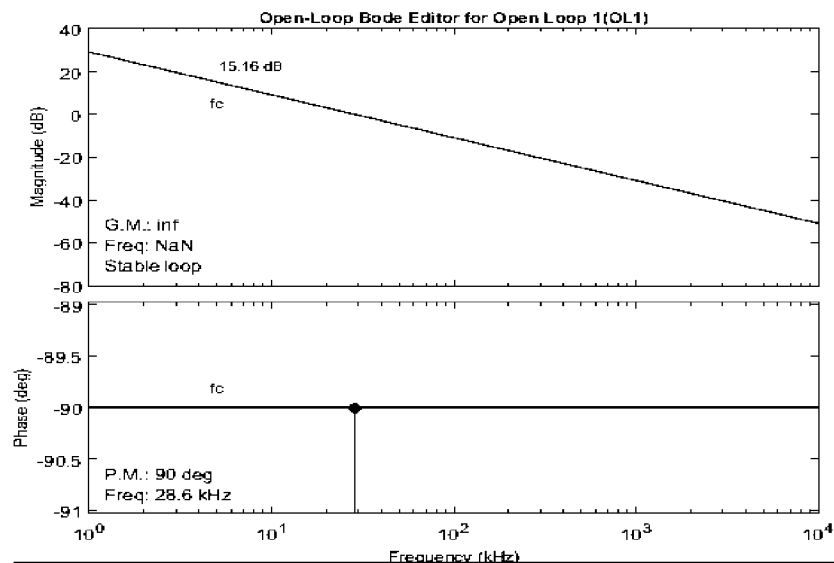


ZHU, H.; ZHANG, D.; ZHANG, B.; ZHOU Z. A Nonisolated Three-Port DC–DC Converter and Three-Domain Control Method for PV-Battery Power Systems. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 28, n. 7, p. 4937-4947, Jan. 2013. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7014280/>. Acesso em: 13 Set. 2017.

## APÊNDICE A – RESPOSTA DE FREQUÊNCIA DA FT DO INVERSOR

Através da ferramenta Sisotool presente no Matlab® é apresentada a resposta em frequência de cada etapa do projeto do compensador de corrente. O diagrama de bode de malha aberta da função de transferência do inversor ponte completa *unfolding* é apresentada na FIGURA 79.

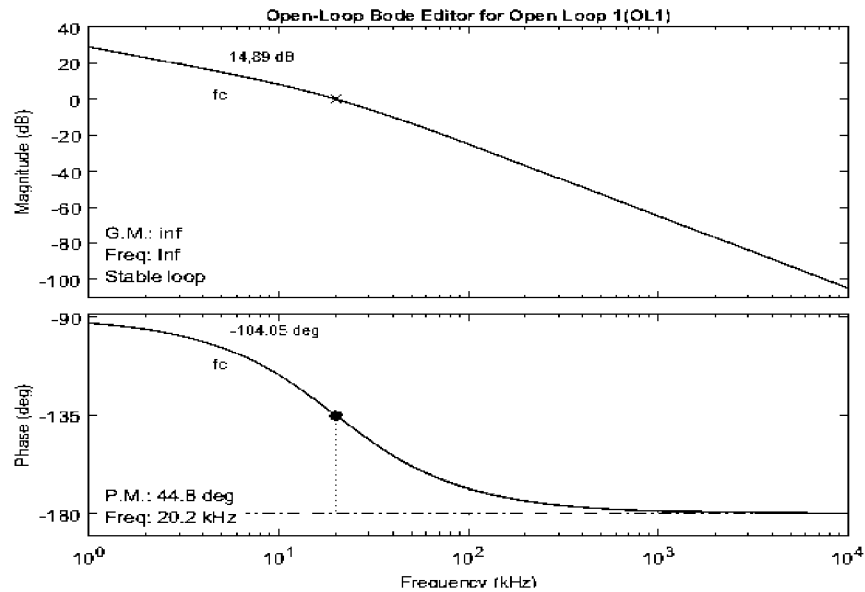
FIGURA 79 – DIAGRAMA DE BODE DE MALHA ABERTA DA FT DO INVERSOR PONTE COMPLETA *UNFOLDING*



FONTE: O autor (2019).

Na FIGURA 79 está destacada a frequência de corte utilizada no projeto do compensador de corrente. O projeto do compensador de corrente deve considerar a função de transferência do filtro *anti-aliasing*. A FIGURA 80 apresenta o diagrama de bode de malha aberta da FT do inversor ponte completa *unfolding* incluindo a FT do filtro *anti-aliasing*.

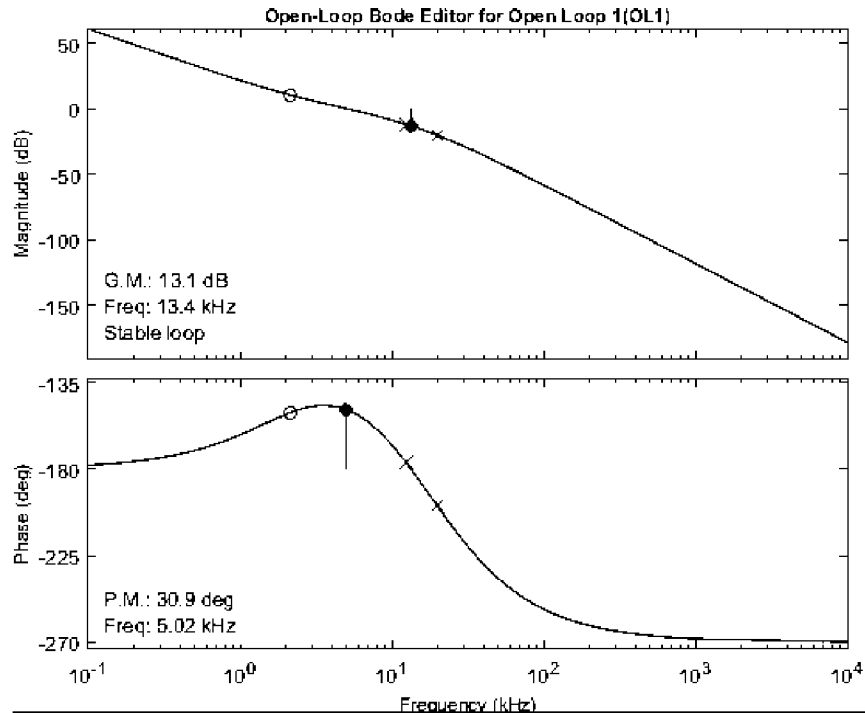
FIGURA 80 – DIAGRAMA DE BODE DE MALHA ABERTA DA FT DO INVERSOR PONTE COMPLETA *UNFOLDING* INCLUINDO A FT DO FILTRO *ANTI-ALIASING*



FONTE: O autor (2019).

Utilizando a resposta em frequência da FIGURA 80 é realizado o projeto do compensador de corrente. Após o projeto a resposta de frequência da malha de controle incluindo o compensador é apresentada na FIGURA 81.

FIGURA 81 – DIAGRAMA DE BODE DA MALHA DE CONTROLE



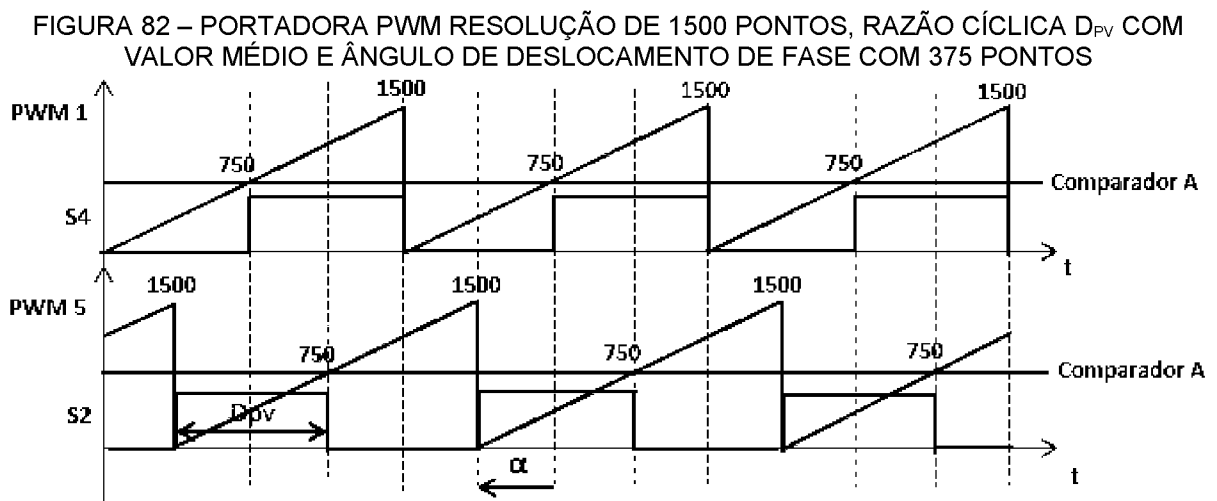
FONTE: O autor (2019).

Pela resposta em frequência da malha de controle é possível observar que o projeto do compensador alcançou os parâmetros de projeto. O cruzamento em zero na frequência de corte e a margem de fase de  $30^\circ$ .

## APÊNDICE B – LÓGICA DE CONFIGURAÇÃO PWM

Para uma frequência de operação de 100 kHz a resolução máxima da portadora é de 1500 pontos, sendo o *clock* máximo do A/D de 150 MHz. O microcontrolador tem a capacidade de deslocar um ângulo entre as portadoras de dois módulos PWM distintos. Para o projeto foi utilizado o módulo PWM 5 defasado um ângulo  $\alpha$  em relação ao PWM 1. No estado inicial a portadora do PWM 5 está deslocada 750 pontos da portadora do PWM 1, o comparador A tem valor igual a 750 pontos e o valor do ângulo  $\alpha$  é igual a zero.

A FIGURA 82 ilustra as portadoras do PWM utilizadas para a geração dos pulsos de controle dos interruptores da ponte completa. O exemplo apresenta um deslocamento de fase com o ângulo alfa com valor de 375 pontos.

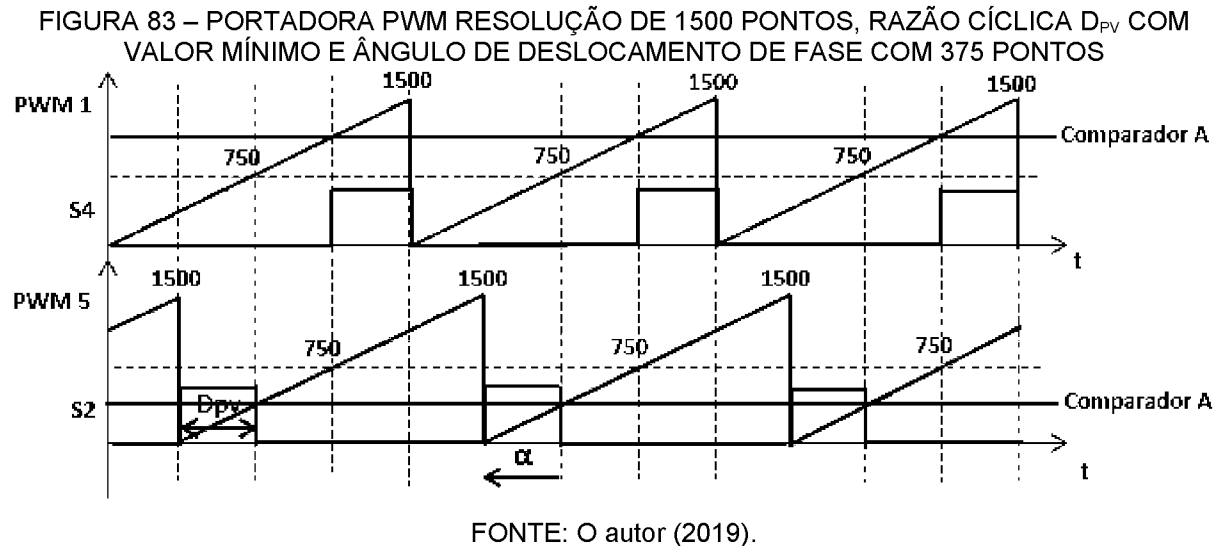


FONTE: O autor (2019).

A programação define que o PWM muda seu estado quando alcança o valor máximo da portadora e quando a rampa de subida da portadora alcança o comparador A. Os sinais de controle representados são dos interruptores S4 e S2. O sinal de controle do interruptor S3 é complementar a S4 e do interruptor S1 complementar a S2. A FIGURA 82 representa a condição de funcionamento onde a variável de controle  $D_{pv}$  tem seu valor médio. Para essa condição o comparador A mantém o valor de 750 pontos.

Caso seja necessário mudar a condição da variável  $D_{pv}$  para uma razão cíclica mínima é necessário alterar o valor do comparador. Na FIGURA 83 está o

exemplo da condição com  $D_{pv}$  mínimo mantendo o valor do ângulo  $\alpha$  com 375 pontos.



Para a condição  $D_{pv}$  mínima a EQUAÇÃO 38 e a EQUAÇÃO 39 representam o valor que o comparador A de cada módulo do PWM deve assumir em relação ao ângulo  $\alpha$ .

$$\text{Comparador } A_{PWM1} = 750 + 750 - \alpha \quad (38)$$

$$\text{Comparador } A_{PWM5} = 750 - 750 + \alpha \quad (39)$$

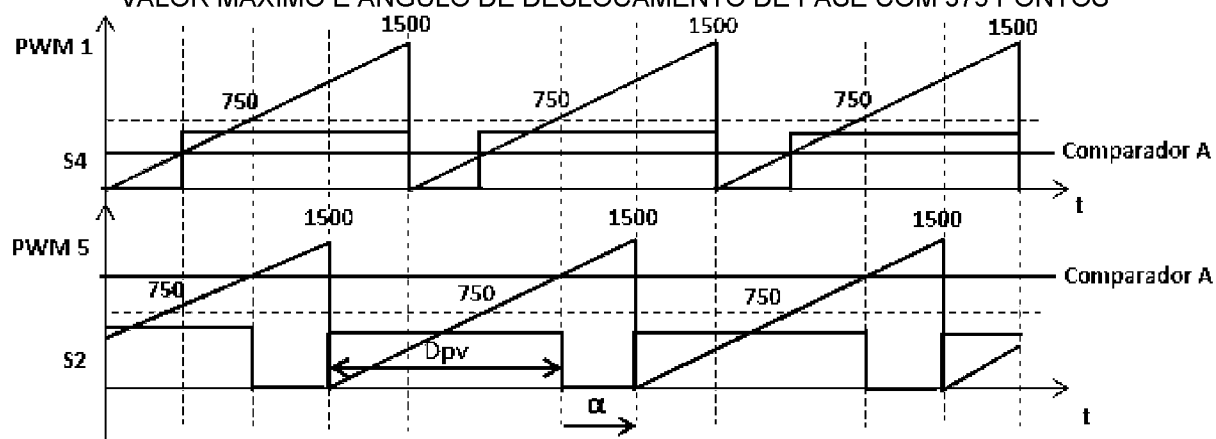
Para a condição da razão cíclica  $D_{pv}$  máxima, FIGURA 84, a lógica que determina a condição do comparador A do PWM 1 e do comparador A do PWM 5 são indicadas na EQUAÇÃO 40 e EQUAÇÃO 41 respectivamente.

$$\text{Comparador } A_{PWM1} = 750 - 750 + \alpha \quad (40)$$

$$\text{Comparador } A_{pwm5} = 750 + 750 - \alpha \quad (41)$$

Para esse modo de operação o deslocamento da portadora do PWM 5 tem o sentido oposto das anteriores. O valor do ângulo  $\alpha$  permanece com o mesmo valor de 375 pontos. Essa configuração garante que o *set/reset* do PWM aconteça dentro do período da portadora.

FIGURA 84 – PORTADORA PWM RESOLUÇÃO DE 1500 PONTOS, RAZÃO CÍCLICA  $D_{pv}$  COM VALOR MÁXIMO E ÂNGULO DE DESLOCAMENTO DE FASE COM 375 PONTOS



FONTE: O autor (2019).

## APÊNDICE C – PARÂMETROS DO ENROLAMENTO DOS INDUTORES

O entreferro do núcleo pode ser encontrado através da EQUAÇÃO 42.

$$l_g = \frac{\mu_0 \cdot L \cdot I_{max}^2}{B_{max}^2 \cdot A_c} \cdot 10^8 \quad (42)$$

Onde  $\mu_0$  é a permeabilidade no vácuo,  $L$  é o valor da indutância,  $I_{max}$  é corrente máxima sobre o indutor,  $B_{max}$  a densidade de fluxo máxima. A permeabilidade do vácuo tem seu valor conhecido de  $4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m.

O número espiras do condutor ( $n$ ) é calculado através da EQUAÇÃO 43.

$$n = \frac{L \cdot I_{max}}{B_{max} \cdot A_c} \cdot 10^4 \quad (43)$$

Onde  $A_c$  é a área da seção transversal do núcleo.

Após a definição do entreferro e do número de espiras a bitola do condutor  $S_c$  deve ser definida. O efeito pelicular deve ser considerado para escolha. A penetração da corrente  $\Delta$  em um condutor é calculada através da EQUAÇÃO 44 e depende da frequência de comutação  $f_s$ .

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (44)$$

A bitola do fio de cobre é definida através da EQUAÇÃO 45. Essa equação dimensiona a medida mínima do condutor relacionado à densidade de corrente ( $J$ ) no cobre com a corrente eficaz do indutor. A densidade de corrente no cobre é de aproximadamente 450 A/cm<sup>2</sup>.

$$S_c \leq \frac{I_{rms}}{J} \quad (45)$$

Após definir a bitola do fio de cobre seu diâmetro deve ser comparado com a profundidade de corrente no condutor. Segundo Barbi et al. (2007), o condutor não deve possuir diâmetro maior que duas vezes a profundidade de penetração da



corrente ( $\Delta$ ). Caso essa condição ocorra deve-se colocar condutores em paralelo. O número de condutores em paralelo pode ser definido pela EQUAÇÃO 46.

$$condutores = \frac{S_c}{S_{c_{skin}}} \quad (46)$$

Onde  $S_c$  é a área do condutor sem considerar o efeito pelicular e  $S_{c_{skin}}$  é a área do condutor de diâmetro menor que  $2.\Delta$ .

## APÊNDICE D – PARÂMETROS DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA.

O cálculo do pico máximo da densidade de fluxo é realizado através da EQUAÇÃO 47. O resultado é utilizado para validar se o valor de  $\Delta B$  não ultrapassa a densidade de fluxo máxima do ferrite, de aproximadamente 0,3 T, o que causaria sua saturação

$$\Delta B = \left[ 10^8 \cdot \left( \frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I_{total}^2}{2 \cdot K_u} \right) \cdot \left( \frac{MLT}{A_w \cdot A_c \cdot l_m} \right) \cdot \left( \frac{1}{\beta} \cdot K_{fe} \right) \right]^{\frac{1}{\beta+2}} \quad (47)$$

No primeiro termo da equação,  $\rho$  representa a resistividade do cobre,  $I_{total}$  é a soma das correntes do primário mais o secundário,  $K_u$  é a constante de preenchimento do núcleo e  $\lambda$  é o valor da área da tensão aplicada ao primário do transformador durante o semiciclo positivo da comutação de alta frequência. O segundo termo é a definição da constante geométrica  $K_g$  e o terceiro termo representa a variação da densidade de fluxo magnético.

O cálculo do número de espiras do primário é feito através da EQUAÇÃO 48, onde  $\Delta B$  é a variação de fluxo máximo, enquanto o número de espiras dos demais enrolamentos de índice  $j$  através da EQUAÇÃO 49.

$$n_1 = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta B \cdot A_c} \cdot 10^4 \quad (48)$$

$$n_x = k_t \cdot n_1 \quad (49)$$

Por último é definida a bitola do fio de cobre do enrolamento primário e demais enrolamentos considerando o efeito pelicular. A metodologia de cálculo segue a mesma para o enrolamento dos indutores presente no APÊNDICE C.

Para o modelo elétrico do transformador a indutância magnetizante é calculada pela EQUAÇÃO 50. Nessa equação a permeabilidade do vácuo deve ser substituída pela permeabilidade relativa do ferrite ( $\mu$ ) e o comprimento do entreferro pelo comprimento do caminho magnético ( $l_m$ ).

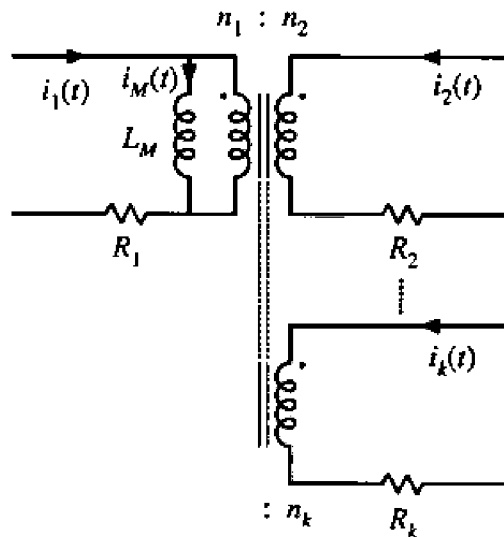
O cálculo do pico da corrente de magnetização é realizado através da EQUAÇÃO 51 e as resistências dos enrolamentos de índice j a EQUAÇÃO 52. A FIGURA 85 representa o modelo do transformador.

$$L_m = \frac{n_1^2 \cdot \mu \cdot A_c}{l_m} \quad (50)$$

$$I_{mpk} = \frac{\lambda}{2 \cdot L_m} \quad (51)$$

$$R_k = \frac{\rho \cdot n_k \cdot MLT}{S_{ck}} \quad (52)$$

FIGURA 85 – MODELO DO TRANSFORMADOR PROPOSTO



FONTE: Erickson e Maksimovic (2001).

As perdas no núcleo ( $P_{fe}$ ) dependem do pico da densidade de fluxo ( $\Delta B$ ), da frequência de comutação e das dimensões do núcleo, a EQUAÇÃO 53 exemplifica essas perdas.

$$P_{fe} = K_{fe} \cdot (\Delta B)^\beta \cdot A_c \cdot l_m \quad (53)$$

Onde  $A_c$  é a área da seção transversal do núcleo,  $l_m$  é o comprimento do núcleo,  $K_{fe}$  é a constante de proporcionalidade que depende da frequência de

comutação e  $\beta$  é determinado pelo fabricante e tem relação com o tipo de material do núcleo, contém valores típicos de 2,6 para núcleos de ferrite.

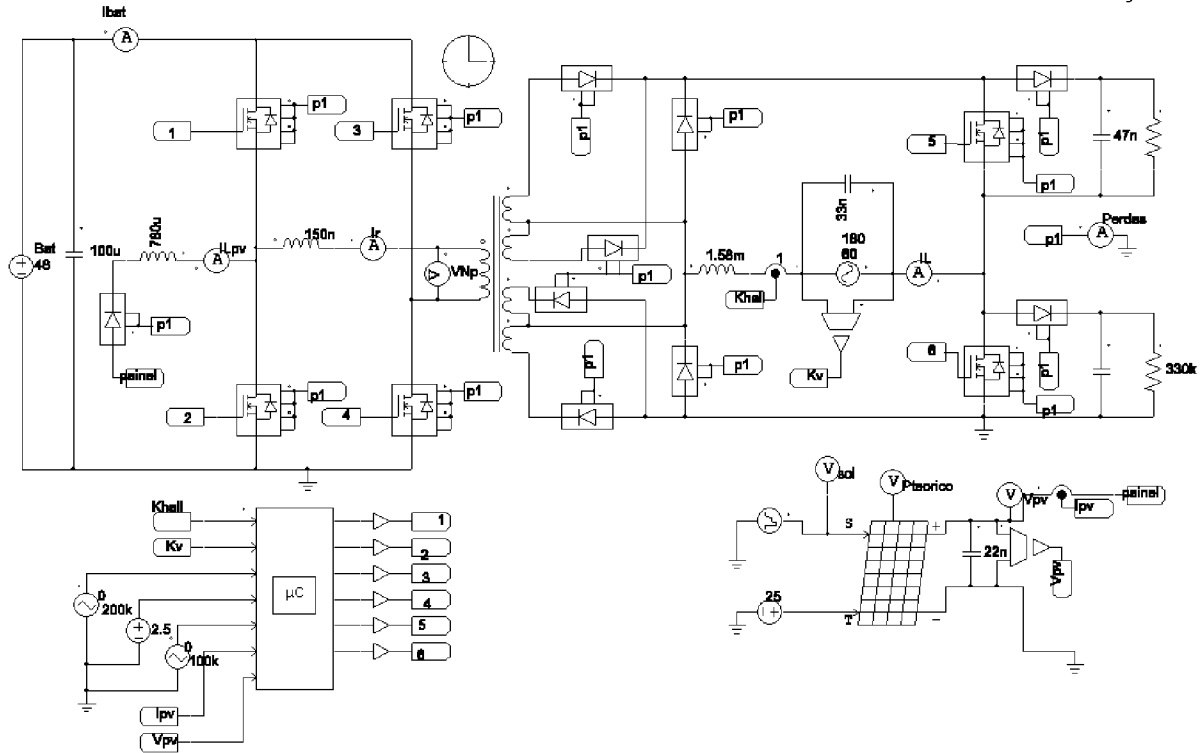
As perdas no cobre utilizando o pico da densidade de fluxo  $\Delta B$  são representadas pela EQUAÇÃO 54.

$$P_{cu} = \left( \frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I_{total}^2}{4 \cdot K_u} \right) \cdot \left( \frac{MLT}{A_w \cdot A_c^2} \right) \cdot \left( \frac{1}{\Delta B} \right)^2 \quad (54)$$

No primeiro termo da equação,  $\rho$  representa a resistividade do cobre,  $I_{total}$  é a soma das correntes do primário mais o secundário,  $K_u$  é a constante de preenchimento do núcleo e  $\lambda$  é o valor da área da tensão aplicada ao primário do transformador durante o semiciclo positivo.

## APÊNDICE E – CIRCUITO E PROGRAMAÇÃO DO SIMULADOR

FIGURA 86 – CIRCUITO DO INVERSOR DE TRÊS PORTAS NO SOFTWARE DE SIMULAÇÃO



FONTE: O autor (2019).

```
//Simulando a frequência do controlador
static double am0, Tperiod0, cont0; // Amostragem do u
//-----
Tperiod0=0.0000000125; // frequência de amostragem 80MHz
am0=Tperiod0/delt; // amostras a cada número de passos de cálculo
cont0=cont0+1.; //Rotina do programa
if (am0<cont0)
{
    cont0=0;
}

//-----
//Declaração das variáveis
//-----
static double am, Tperiod, cont; // Amostragem compensador e mppt
static double am2, Tperiod2, cont2; // Amostragem media ppt PWM
static double am3, Tperiod3, cont3; // Tempo dead time braço 1
static double am4, Tperiod4, cont4; // Tempo dead time braço 2

static int comandompp; // Sinal de comando PWM

static float s1=0; // Saída t-1 interruptores 1 a 4
static float s2=0; // Saída t-1 interruptores 1 a 4
static float s3=0; // Saída t-1 interruptores 1 a 4
static float s4=0; // Saída t-1 interruptores 1 a 4

static int deadtime0=0; // Sinal de controle rotina dead time
braço1
static int deadtime1=0; // Sinal de controle rotina dead time
braço2

static float E1,E2,E3,alfa,alfa2,alfa3; // Erros e ganhos compensador de corrente
static float vcontrol; // Sinal do compensador de corrente
int comando12, comando34; // Sinal de comando s1 s2 s3 s4
```

```

// sinal de comando s5 s6, sensores, referência, portadora 100Khz, portadora 50KHz,
float comando56, khal1, kv, vdcfeppt, portadora50, portadora100;

static float Ppv, Ppv1, Vpv1, Ipv1, inc;          // Sinais MPPT
float Ipv, Vpv;
static float vdcmpp=2.5;
static float vdcmpp1;
static float passo=0.0001;                      //passo mppt
static float dVpv, dIpv, dPpv;

static float saida0, saida1, saida2, saida3, saida4, saida5;    //  sinais  de
saida

//-----
//Sinais de entrada
//-----
khal1 = abs(in[0]);                               // sensor hall
kv = abs(in[1])/81.72;                            // Tensão sinal referência
comando56 = in[1]/90;                             // Referência interruptores
float vdc = 2.5;                                  //Comparador portadora 100 Khz
portadora100 = in[2];                             // Sinal da portadora de 100 Khz
portadora50 = in[4];                              // Sinal da portadora de 50 Khz
Vpv=in[5];                                         //sensor tensão pv
Ipv =in[6];                                       //sensor corrente pv

//-----
// Aquisição dos dados em uma frequência definida para compensador de corrente
//-----
Tperiod=0.0000499;                               // frequência de amostragem20KHz
am=Tperiod/delt;                                 // amostras a cada número de passos
de cálculo
cont=cont+1.;
if (am<cont)                                     //Rotina do programa
{
    cont=0;
}

//-----
// Compensador de corrente
//-----
E3=E2;
E2=E1;
E1 = kv-khal1;
alfa3=alfa2;
alfa2=alfa;
alfa = 0.7602*E1+0.6427*E2-0.1174*E3-(-0.1572*alfa2-0.8428*alfa3); //
Frequencia de corte fc 20Khz
vcontrol = alfa;

}

//-----
// Limitador do sinal de controle dos interruptores S3 e S4 (braço móvel)
//-----

if(vcontrol>4.999)                               // Valor máximo de v control
{
    vcontrol=4.999;
}

if(vcontrol<0.1)                                 // Valor mínimo de v control
{
    vcontrol=0.1;
}

//-----
// Valor médio mpp, PWM frequência de mudança de nível logico em 100KHz
//-----

Tperiod2=0.0000099;                             // frequência de amostragem 100KHz
am2=Tperiod2/delt;                               // amostras a cada número de passos de cálculo
if (am2<cont2)                                   //Rotina do programa
{
    cont2=0;
}

//-----

```

```
// Mppt (Condutância Incremental)
//-----
```

```
    dVpv=Vpv-Vpv1;
    dIpv=Ipv-Ipv1;
    inc=Vpv/Ipv+dVpv/dIpv;
    dPpv=dVpv*dIpv;
    vdcmpp1=vdcmpp;
    if(dVpv==0){
        if(dIpv>0){
            vdcmpp=vdcmpp+passo;
        }
        else{
            vdcmpp=vdcmpp-passo;
        }
    }
```

```
    else{
        if(inc>0){
            vdcmpp=vdcmpp-passo;
        }
        else{
            vdcmpp=vdcmpp+passo;
        }
    }
```

```
    Vpv1=Vpv;
    Ipv1=Ipv;
```

```
    if(vdcmpp1<vdcmpp){
        comandompp=1;
    }
    else{
        comandompp=0;
    }
```

```
}
```

```
//-----
// Comparação referência com portadora
//-----
```

```
if(vdc<portadora50){
    comando12=1;
}
else{
    comando12=0;
}
```

```
if (vcontrol<portadora100){
    comando34=1;
}
else{
    comando34=0;
}
```

```
if(comando56>0){
    saída4=1;
    saída5=0;
}
else{
    saída4=0;
    saída5=1;
}
```

```
//-----
// Rotina dead time braço S1 e S2
//-----
```

```
if(deadtime0==1){
    saída0=0;
    saída1=0;
```

```
    Tperiod3=0.000000023;
```

```
// tempo do deadtime0.023us
```

```

        am3=Tperiod3/delt;                // amostras a cada número de passos de
cálculo    cont3=cont3+1;
            if (am3<cont3) {                //Rotina do programa
                cont3=0;
                deadtime0=0;
            }
        }
//-----
// saída interruptores s1 e s2
//-----

else{
saida0 = comando12;
saida1= !comando12;
    if(comandompp==1){
        if(comando12==0){
            if(comando34==1){
                saida0=1;
                saida1=0;
            }
        }
    }
    if(comandompp==0){
        if(comando12==1){
            if(comando34==1){
                saida0=0;
                saida1=1;
            }
        }
    }
    if(saida0==0){
        if(s1==1){
            deadtime0=1;
            saida0=0;
            saida1=0;
        }
    }
    if(saida1==0){
        if(s2==1){
            deadtime0=1;
            saida0=0;
            saida1=0;
        }
    }
}

//-----
// Rotina dead time braço S3 e S4
//-----
    if(deadtime1==1){
        saida2=0;
        saida3=0;
        Tperiod4=0.000000023;                // tempo do deadtime 0.023us
        am4=Tperiod4/delt;                // amostras a cada número de passos de
cálculo    cont4=cont4+1;
            if (am4<cont4) {                //Rotina do programa
                cont4=0;
                deadtime1=0;
            }
        }
//-----
// saída interruptores s3 e s4
//-----

else{
saida2 = (!((comando12)&&(comando34))||((comando12)&&! (comando34)));
saida3 = (((! (comando12)&&(comando34))||((comando12)&&! (comando34)));
    if(comandompp==1){
        if(comando12==0){
            if(comando34==1){
                saida2=1;
                saida3=0;
            }
        }
    }
}

```



```

    }
    if(comandopp==0){
        if(comando12==1){
            if(comando34==1){
                saida2 = 0;
                saida3 = 1;
            }
        }
    }
    if(saida2==0){
        if(s3==1){
            deadttime1=1;
            saida2=0;
            saida3=0;
        }
    }
    if(saida3==0){
        if(s4==1){
            deadttime1=1;
            saida2=0;
            saida3=0;
        }
    }
}

//-----
//Saída uc
//-----

s1=saida0;
s2=saida1;
s3=saida2;
s4=saida3;

out[0] = saida0;
out[1] = saida1;
out[2] = saida2;
out[3] = saida3;
out[4] = saida4;
out[5] = saida5;

}

```

## APÊNDICE F – PROJETO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

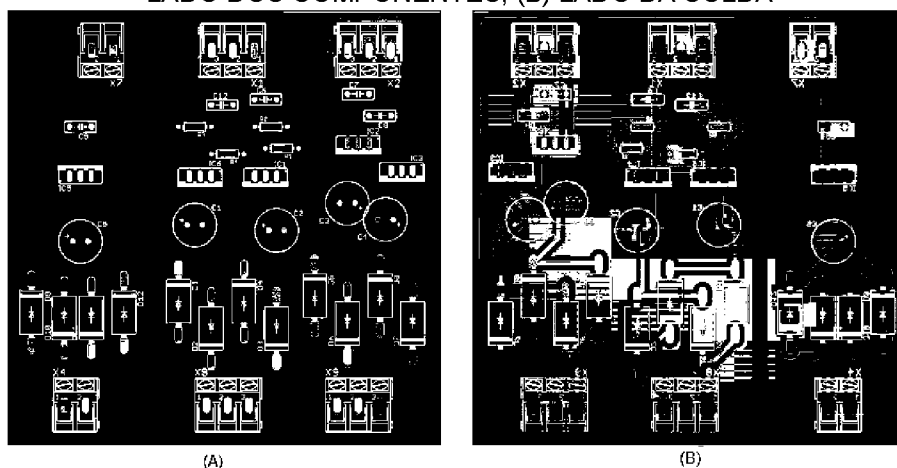
A fonte de alimentação do inversor de três portas contém dois planos terra e quatro níveis de tensão, +3,3 V, -3,3 V, +12 V e -12 V.

No primeiro plano terra o nível de tensão +3,3 V alimenta o microcontrolador, o lado do controle do *drive* e a fonte positiva do amplificador operacional LT1885. A fonte +12 V é utilizada na alimentação do lado de comando do *drive* presente no primário do transformador e a fonte positiva dos amplificadores operacionais OPA27. Nesse mesmo plano, os níveis de tensão -3,3 V e -12 V são utilizados para alimentação negativa do amplificador operacional LT1885 e OPA27 respectivamente.

No segundo plano terra uma fonte dedicada de +12 V é utilizada para alimentar o lado de comando do *drive* no secundário do transformador. A fonte dedicada é necessária para manter as características de isolamento do conversor.

A fonte é alimentada pela rede elétrica passando por transformadores para baixar as tensões até níveis aceitáveis dos reguladores lineares. Uma ponte retificadora e um capacitor eletrolítico garantem que a entrada do regulador seja constante. A FIGURA 87 apresenta o projeto da placa da fonte de alimentação.

FIGURA 87 – DIAGRAMA DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO (A) LADO DOS COMPONENTES, (B) LADO DA SOLDA



FONTE: O autor (2018).

## APÊNDICE G – PROGRAMAÇÃO MICROCONTROLADOR RM57Lx

A programação da placa de desenvolvimento RM57Lx é iniciada utilizando um programa de pré-programação. O programa utiliza uma interface gráfica para definir parâmetros gerais de funcionamento do microcontrolador. Para uma programação específica é necessário inserir as linhas de códigos utilizando um programa compilador.

A pré-programação cria arquivos de extensão *.h* para todos os módulos que foram configurados na interface do programa. Para o projeto do inversor de três portas é realizada a inclusão de linhas de código no arquivo *main.h* e no arquivo *PWM.h* como segue abaixo.

Linhas de código inseridas no arquivo *PWM.h*:

```
//Configurar o modulo PWM
etpwmSetCounterMode(etpwmREG1,CounterMode_Up); //Contador portadora 1
etpwmSetCounterMode(etpwmREG5,CounterMode_Up); //Contador portadora 5

etpwmActionQualConfig_t configA; //Configurar mudança de estado PWMA
configA.CtrEqZero_Action    = ActionQual_Disabled;
configA.CtrEqPeriod_Action  = ActionQual_Set;
configA.CtrEqCmpAUp_Action  = ActionQual_Clear;
configA.CtrEqCmpADown_Action= ActionQual_Disabled;
configA.CtrEqCmpBUp_Action  = ActionQual_Disabled;
configA.CtrEqCmpBDown_Action= ActionQual_Disabled;
etpwmSetActionQualPwmA(etpwmREG5, configA);
etpwmSetActionQualPwmA(etpwmREG1, configA);

etpwmActionQualConfig_t configB; //Configurar mudança de estado PWMB
configB.CtrEqZero_Action    = ActionQual_Disabled;
configB.CtrEqPeriod_Action  = ActionQual_Clear;
configB.CtrEqCmpAUp_Action  = ActionQual_Set;
configB.CtrEqCmpADown_Action= ActionQual_Disabled;
configB.CtrEqCmpBUp_Action  = ActionQual_Disabled;
configB.CtrEqCmpBDown_Action= ActionQual_Disabled;
etpwmSetActionQualPwmB(etpwmREG5, configB);
etpwmSetActionQualPwmB(etpwmREG1, configB);
```

Linhas de código inseridas no arquivo *main.h*:

```
/* Include Files */
#include "HL_sys_common.h"
/* USER CODE BEGIN (1) */
#include "HL_etpwm.h"
```

```

#include "HL_adc.h"
#include "HL_sci.h"
#include "stdlib.h"
#include "HL_gio.h"
/* USER CODE END */

int main(void)
{

/* USER CODE BEGIN (3) */
// Iniciarmódulos
    etpwmInit();
    etpwmStartTBCLK();
    gioInit();
    adcInit();

//Definirvariáveis e valores iniciais
    unsigned int alfa, COMPA; // phase shifted + razãoocíclicamppt
    int mppt;
    float E1, E2, E3, alfa1, alfa2, alfa3; // Compensador de corrente
    alpha = 0; // Valor inicial ângulo alpha
    COMPA = 750; // Valor inicialComparador A
    mppt = 1; // Valor inicialdarazãoocíclicaem 1/2 Ts
//mppt = 0 diminui a razãoocíclica (S1 maistempoconduzindo)
//mppt = 1 Dpv = 1/2 Ts (phase shifted tradicional)
//mppt = 2 aumenta a razãoocíclica (S2 maistempoconduzindo)
    float dV, dI, inc; // Variáveismpptcondutância incremental
    unsigned int Vpv, Ipv;
    unsigned int Vpv1 = 1;
    unsigned int Ipv1 = 1;
    unsigned int cont, cont1; //Contador mudança i/o int. S5 e S6
    unsigned int vetor[5]; //Variável ADC
    float kv, khall; //Tensão da rede e corrente saída CA
    float kv2, khall2; //Tensão da rede e corrente saída CA sem offset
    float kvref, khallref; //Tensão da rede e corrente saída CA retificada
    float vref, Iref; //Corrente de referência compensador

//Configurarportadoras PWM
    etpwmREG1->TBPRD = 1500; //Período de 1500 TBCLK counts
    etpwmREG5->TBPRD = 1500;
    etpwmREG1->TBCTR = 0 // Zeracontador
    etpwmREG5->TBCTR = 0;

//Configurartempomorto
    etpwmREG1->DBCTL = 11; // Tempo morto na borda de subida e descida
    etpwmREG5->DBCTL = 11;
    etpwmREG5->DBRED = 20; // Tempomorto borda de subida de 150 ns
    etpwmREG1->DBRED = 20;
    etpwmREG5->DBFED = 20;
    etpwmREG1->DBFED = 20; // Tempomorto borda de descida de 150 ns

// Configurarportas i/o paracontrole dos interruptores S5 e S6
    gioPORTA->DIR = 1<<4;
    gioPORTB->DIR = 1<<2;

// Inicialização conversão ADC e loop de operação
    adcData_t adc_data[5]; //Estrutura do ADC

```

```

while(1){

    adcStartConversion(adcREG1, 1U);          //Início de conversão
    while(!adcIsConversionComplete(adcREG1, 1U)); //Aguarda conversão
    adcGetData(adcREG1, 1U, &adc_data[0]);    //Guarda os valores

// Vetor com valores do ADC
    vetor[0] = (unsignedint)adc_data[0].value; //Tensão bateria
    vetor[1] = (unsignedint)adc_data[1].value; //Tensão ref. da rede
    vetor[2] = (unsignedint)adc_data[2].value; //Tensão Pannel
    vetor[3] = (unsignedint)adc_data[3].value; //Corrente saída CA
    vetor[4] = (unsignedint)adc_data[4].value; //Corrente Pannel

// Definir valores das variáveis do compensador
    Kv = vetor[1];
    khall = vetor[3];
    kv2=kv-1747;
    khall2=khall-1747;

// Configurar a saída i/o interrup S5 e S6 e sinais sem offset
    cont=cont+1;

    if((kv2>=0) & (cont>=20))
    {
        cont1=1;      // Contador mudança do i/o S5 e S6
        cont=0;

    }
    if((kv2<0)&(cont>=20))
    {
        cont1=0;      // Contador mudança do i/o S5 e S6
        cont=0;

    }

    if(cont1>0)
    {
        gpioPORTB->DOUT = 0<<2; //interruptor S6 para 0
        gpioPORTA->DOUT = 1<<4; //interruptor S5 para 1
        kvref=kv2;    //referência tensão compensador, sem offset
        khallref=khall2; //referência corrente de saída, sem offset
    }
    if(cont1<=0)
    {
        gpioPORTA->DOUT = 0<<4; //interruptor S5 para 0
        gpioPORTB->DOUT = 1<<2; //interruptor S6 para 1
        kvref=-kv2;    //referência tensão compensador, sem offset
        khallref=-khall2; //referência corrente de saída, sem offset
    }

// Algoritmo MPPT Condutância Incremental
    Vpv=value[0]*30; //Tensão painel fotovoltaico com ganho 30
    Ipv=value[2];    //Corrente painel fotovoltaico
    dV=Vpv-Vpv1;
    dI=Ipv-Ipv1;
    inc=(Ipv/Vpv)+(dI/dV);
    if(dV==0)

```

```

{
  if(dI==0)
  {
      mppt=mppt;
  }
  else
  {
      if(dI>0)
      {
          mppt=mppt+1;
      }
      else
      {
          mppt=mppt-1;
      }
      }
      else
      {
          if(inc==0)
          {
              mppt=mppt;
          }
          else
          {
              if(inc>0)
              {
                  mppt=mppt+1;
              }
              else
              {
                  mppt=mppt-1;
              }
          }
      }
  }

// Limite variável mppt
  if(mppt>2)
  {
      mppt=2;
  }
  if(mppt<0)
  {
      mppt=0;
  }
  Vpv1=Vpv;
  Ipv1=Ipv;

//Algoritmo compensador
  E3=E2;
  E2=E1;
  Iref = 1;
  vref=kvref*Iref;
  E1 = (vref-khallref);
  alfa3=alfa2;
  alfa2=alfa1;
  alfa1=0.8598*E1+0.1075*E2-0.7523*E3-(-1.44*alfa2-0.4405*alfa3);

```

```

//Limites de alpha
    if(alfa1>750)
    {
        alfa1=750;
    }
    if(alfa1<0)
    {
        alfa1=0;
    }
    COMPA = 750; //valor inicial comparador A
    if(mppt==0)
    {
//mppt = 0 diminui razao ciclica (s1 mais tempo conduzindo)
        alfa=750+alfa1; // Define direção do deslocamento
//Configurar modulação Phase shift
        etpwmEnableCounterLoadOnSync(etpwmREG5, alfa, 0);// Valor alpha sincronismo
        etpwmSetSyncOut(etpwmREG5, SyncOut_EPWMxSYNCI);// Sincronismo saída do PWM1
        etpwmSetSyncOut(etpwmREG1, SyncOut_CtrEqZero) // Sincronismo por zero
        etpwmREG5->CMPA = COMPA-750+alfa; //comparador A pwm 5
        etpwmREG1->CMPA = COMPA+750-alfa; //comparador A pwm 1
    }
    if(mppt==1)
    {
//mppt = 1 razão cíclica 1/2 Ts phase shifted tradicional
        alpha2=750+alpha; // Define direção do deslocamento
        if(mppt1==2){
            alpha2=750-alpha;
        }
//Configurar modulação Phase shift
        etpwmEnableCounterLoadOnSync(etpwmREG5, alfa, 0);// Valor alpha sincronismo
        etpwmSetSyncOut(etpwmREG5, SyncOut_EPWMxSYNCI);// Sincronismo saída do PWM1
        etpwmSetSyncOut(etpwmREG1, SyncOut_CtrEqZero)// Sincronismo por zero
        etpwmREG5->CMPA = COMPA; //comparador A pwm 5
        etpwmREG1->CMPA = COMPA; //comparador A pwm 1
    }
    if(mppt==2)
    {
//mppt = 2 aumenta razaociclica (s2 maistempoconduzindo)
        alfa=750-alfa1; // Define direção do deslocamento
//Configurar modulação Phase shift
        etpwmEnableCounterLoadOnSync(etpwmREG5, alfa, 0);// Valor alpha sincronismo
        etpwmSetSyncOut(etpwmREG5, SyncOut_EPWMxSYNCI);// Sincronismo saída do PWM1
        etpwmSetSyncOut(etpwmREG1, SyncOut_CtrEqZero) // Sincronismo por zero
        etpwmREG5->CMPA = COMPA+750-alfa; //comparador A pwm 5
        etpwmREG1->CMPA = COMPA-750+alfa; //comparador A pwm 1
    }
    mppt1=mppt;
/* USER CODE END */
}

```